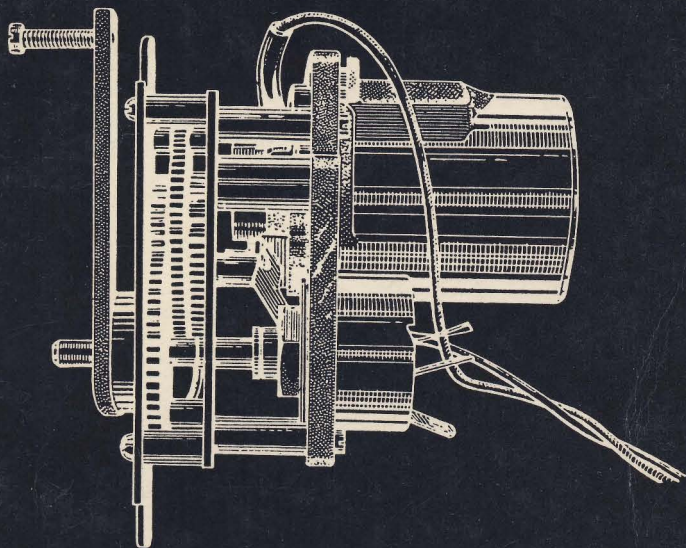


amateurreihe

electronica



Günter Miel

**Digitale Fernsteuerung
Teil 2: Empfängerschaltungen**

electronica • Band 121
Digitale Fernsteuerung
Teil 2

GÜNTER MIEL

Digitale Fernsteuerung Teil 2: Empfängerschaltungen



MILITÄRVERLAG
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN
REPUBLIK

Inhalt

Vorwort	6
1. Empfänger	8
1.1. Vorbemerkungen	8
1.2. Superhetempfänger (Super)	10
1.2.1. Antenne des Supers	11
1.2.2. HF-Vorstufe des Supers	16
1.2.3. Mischstufe des Supers	25
1.2.4. Oszillatorstufe des Supers	29
1.2.5. ZF-Stufen des Supers	30
1.2.6. Demodulatorstufe des Supers	38
1.2.7. NF-Verstärkerstufe des Supers	43
1.2.8. Aufbau des Supers	44
1.2.9. Abgleich des Supers	48
2. Dekoder	54
2.1. Vorbemerkungen	54
2.2. Dekoder mit Transistorgatter	54
2.3. Dekoder mit Diodengatter	62
2.4. Dekoder mit Vierschichtdiode (VSD)	66
2.5. Dekoder mit Vierschichtdioden-Ersatzschaltung (VSDE)	74
3. Aufschalteinrichtungen	79
3.1. Vorbemerkungen	79
3.2. Stellservo	79
3.2.1. Funktion des Servoverstärkers (SV)	80
3.2.2. Aufbau des Servos	86
3.2.3. Abgleich des Servos	91
3.3. Schaltverstärker	93
3.3.1. Funktion des Schaltverstärkers	93
3.3.2. Aufbau und Abgleich des Schaltverstärkers	95
4. Hilfsgeräte	98
4.1. Servoprüfer	98
Literaturhinweise	102

Vorwort

Mit dem Band 2 (Empfängerschaltungen) wird an den Band 1 (Senderschaltungen) angeknüpft.

Der Verfasser möchte mit dem Band 2 dem Leser seine Erfahrungen beim Aufbau von Fernsteuersupern, Digitaldekodern und digitalen Aufschalteinrichtungen vermitteln. Sicher sind die vorgestellten nur einige von vielen Lösungsmöglichkeiten. Großer Wert wurde bei der Auswahl der Schaltungen auf nachbaufähige Versionen gelegt, die dem Interessenten keine größeren Schwierigkeiten bereiten und sich im praktischen Modellbetrieb bereits bewährt haben.

Neben den praktischen Hinweisen nehmen theoretische Erörterungen der Probleme sowie Funktionserläuterungen einen breiten Raum ein. Sie sollen dem Leser Anregungen zu eigenen Lösungen, aber auch Hinweise geben, um bei Beschaffungsschwierigkeiten von Bauelementen auf andere auszuweichen und um sicher einmal notwendige Reparaturen selbst durchführen zu können. Die Schaltungen sind in der Regel unkritisch, so daß mit geeigneten Austauschbauelementen gleich gute Ergebnisse erzielt werden können. Sicher gibt es bei einer solchen relativ komplizierten Technik, wie sie die Digital-Proportional-Fernsteuerung nun einmal ist, vielfältige Fehlermöglichkeiten. Beachtet der Leser die gegebenen praktischen Hinweise, so werden schon viele Fehlerquellen von vornherein ausgeschaltet. Sollte dennoch die eine oder die andere Schaltung nicht sofort funktionieren, dann führt die richtige Mischung von Nachdenken und Ausprobieren (Oszillogramme und Meßwerte vergleichen) wohl stets zum Erfolg. Es sei aber auch darauf verwiesen, daß solch eine Fernsteueranlage zwar ein verlockendes Objekt zur Freizeitbeschäftigung ist, aber kaum von jemandem mit Erfolg aufgebaut werden kann, der zum erstenmal einen Lötkolben zur Hand nimmt und nicht über die notwendigen Fachkenntnisse verfügt. Als wertvoll können sich die Erfahrungen erweisen, die beim Aufbau ein-

facher Fernsteueranlagen gewonnen wurden. Hinzuweisen ist noch darauf, daß auf Grund der Abstimmung im Rahmen des RGW-Programms einige Bauelemente (pnp-Si- und npn-GE-Transistoren sowie Vierschichtdioden) nicht in der DDR produziert werden, so daß auf Importe zurückgegriffen werden muß.

Abschließend möchte der Verfasser allen Fernsteueramateuren, besonders aber den Sportfreunden *H. Martinez* und *L. Schramm*, danken. Durch die Mitteilung ihrer reichen Erfahrungen gaben sie dem Autor wertvolle Anregungen, die bei der Ausarbeitung des Manuskripts verwertet wurden.

Dr. G. Miel, Erfurt, im März 1973

1. Empfänger

1.1. Vorbemerkungen

Im Band 1 *Senderschaltungen* wurde bereits kurz auf die Problematik der Aufteilung des 27,12-MHz-Bandes eingegangen. Aus den dort getroffenen Feststellungen leiten sich ganz bestimmte Schlußfolgerungen für den Empfänger ab.

Der bisher in Selbstbauanlagen eingesetzte Empfängertyp war vornehmlich das Pendelaudion. Wegen seiner entscheidenden Vorzüge (einfache Schaltung, hohe Empfindlichkeit, geringer Bauelementebedarf) hat es sich auch bestens bewährt. Sein wesentlicher Nachteil ist die HF-Bandbreite von $b_{\text{HF}} = 250 \dots 500 \text{ kHz}$. Damit empfängt das Pendelaudion alle im 27,12-MHz-Fernsteuerband auftauchenden HF-Signale.

Ein Super dagegen mit einer Bandbreite von $b_{\text{HF}} = 10 \text{ kHz}$ würde nur noch $1/25$ oder 4 % der Signale aufnehmen; damit würde er aber auch nur 4 % Störsignale empfangen.

Der eingeschränkte Empfindlichkeitsbereich gegen externe Störungen ist nicht der einzige Vorzug des Supers. Seine geringe Bandbreite von $b_{\text{HF}} \leq 20 \text{ kHz}$ ermöglicht den Parallelbetrieb von mehreren Fernsteueranlagen.

Wie aus Band 1 zu ersehen ist, sind in den einzelnen Ländern die Kanäle des 27,12-MHz-Bandes unterschiedlich für die Fernsteuerung freigegeben. Solange die Deutsche Post den Fernsteueramateuren das 27,12-MHz-Band mit der derzeitigen genehmigten Bandbreite zur Verfügung stellt, ist es empfehlenswert, sich an das eingebürgerte 12-Kanal-Raster zu halten. Um die im folgenden erörterten Probleme des Superhetempfängers in ihrer Bedeutung abzuschätzen, seien kurz die Forderungen genannt, die an den Fernsteuersuper gestellt werden:

— Hohe Selektivität; Der Kanalabstand von 20 kHz oder

30 kHz ermöglicht den störungsfreien Betrieb mehrerer Anlagen.

- Hinreichende Eingangsempfindlichkeit von $U_e \leq 5 \mu\text{V}$.
- Ausreichende Bandbreite, um vorhandene Schaltstufen mit Tonkreisselektion bis 10 kHz einsetzen zu können.
- Gute Regelfähigkeit; selbst in unmittelbarer Sendernähe muß der Empfänger übersteuerungsfrei arbeiten.
- Der Oszillator muß schwingsicher arbeiten (mit allen 12 Quarzen des 27,12-MHz-Bandes).
- Der Aufbau ist so zu wählen, daß auf keinen Fall Selbst-erregung eintritt, auch nicht bei verstimmten Kreisen.
- Es ist ein Bausteinaufbau empfehlenswert, damit die Fehlersuche, der Austausch und die Reparatur erleichtert werden.

Nach Band 1 gibt es im 27,12-MHz-Band (26,965 bis 27,275 MHz) im ungünstigsten Fall 12 Fernsteuersender, die empfangen werden können. Da aber nur 1 Sender empfangen werden soll, muß der Empfänger eine bestimmte Selektionskurve haben, die auf jede Sendefrequenz im Fernsteuerband eingestellt werden kann.

Diese Forderung zu erfüllen, gibt es verschiedene Möglichkeiten. In der Praxis hat sich der Superhetempfänger, kurz *Super* genannt, der nach dem Überlagerungsprinzip arbeitet, bewährt und durchgesetzt. Diesen Empfänger kann man als eine Kettenschaltung von Selektions- und Verstärkungsvierpolen auffassen (Bild 1.1). Die erste Selektion (und oft auch Verstärkung) für 27,12 MHz wird in der HF-Vorstufe vorgenommen (Bild 1.2). Damit wird das Eingangssignal ω_{HF} so weit verstärkt, daß es, in der Mischstufe mit der Oszillatorfrequenz ω_{Osz} überlagert, die Zwischenfrequenz ω_{ZF} ergibt.

$$\omega_{\text{ZF}} = \omega_{\text{HF}} - \omega_{\text{Osz}} \quad (1)$$

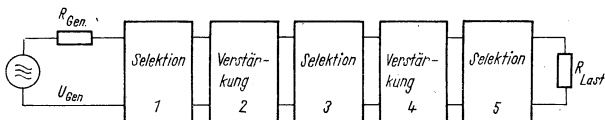


Bild 1.1 Vierpolkette aus Selektions- und Verstärkungsvierpolen

Die Hauptverstärkung und die Hauptselektion erfolgen nun im ZF-Verstärker, der aus mehreren Verstärkungs- und Selektionsvierpolen besteht.

Da der ZF-Verstärker nur noch die konstante ZF zu verstärken hat, kann man mit fest abgestimmten Kreisen arbeiten und so die Forderungen nach hoher Verstärkung bei einer bestimmten Selektionskurve ohne besondere Schwierigkeiten realisieren. In der Demodulatorstufe wird die ZF demoduliert und die Regelspannung für Vor- und ZF-Stufen erzeugt.

Der nachfolgende Verstärker verstärkt das Signal so weit, daß der Dekoder sicher geschaltet wird.

Welche technischen Probleme beim Fernsteuersuper zu lösen sind, wird in den folgenden Abschnitten dargelegt.

1.2. Superhetempfänger (Super)

In Abschnitt 1.1. wurde die prinzipielle Wirkungsweise des Fernsteuersupers beschrieben. Im folgenden soll nun die Funktion des Supers als Einheit, aber auch die Funktion der einzelnen Baustufen erläutert werden.

Das Zusammenwirken der einzelnen Stufen erkennt man aus dem Übersichtsschaltplan (Bild 1.2).

Die in Bild 1.2 aufgeführten Stufen lassen sich mit geringfügigen Abweichungen in allen Fernsteuersupern finden. Die Empfängerantenne arbeitet auf einen Eingangskreis, der meist nur als 2kreisiges LC-Filter ausgelegt ist.

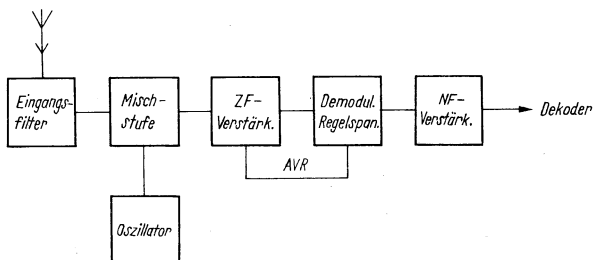


Bild 1.2 Übersichtsschaltplan des Supers

Der Oszillator ist ausnahmslos quarzstabilisiert. Selbstschwingende Mischstufen werden bei Fernsteuersupern nicht mehr angewendet, so daß man meist nichtgeregelte Mischstufen realisiert. Die ZF-Verstärker sind vorwiegend konventionell mit 3 LC-Filtern ausgelegt, wobei ein oder zwei ZF-Stufen geregelt werden. Zur Demodulation und Regelspannungsgewinnung werden gleichermaßen Dioden und Transistoren eingesetzt.

Die jeweiligen Baustufen werden nun im einzelnen in ihrer technischen Funktion erläutert, so daß der Amateur Anhaltspunkte für die logische Fehlersuche, aber auch für eigene Experimente erhält. Auf die mathematische Behandlung der betrachteten Zusammenhänge wird wegen des begrenzten Umfangs der Broschüre weitgehend verzichtet.

1.2.1. Antenne des Supers

Diesem unscheinbaren Bauteil — einem Stückchen Draht — wird oft nicht die gebührende Beachtung geschenkt. Nicht zu Unrecht gilt näher betrachtet bei den Funkamateuren die Regel: „Eine gute Antenne ist der beste Hochfrequenzverstärker.“ Gerade die Antenne des Empfängers bestimmt wesentlich die Reichweite und Betriebssicherheit der Fernsteuranlage.

Für die Empfangsantenne gelten ähnliche Überlegungen wie für die Sendeantenne. Die Empfangsantenne als Aufnahme-

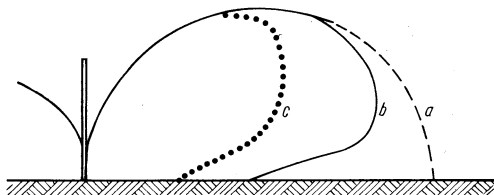


Bild 1.3 Vertikales Antennendiagramm des $\lambda/4$ -Stabes; a — ideale Bodenleitfähigkeit, b — gute Bodenleitfähigkeit, c — schlechte Bodenleitfähigkeit

organ für die drahtlos übertragenen Nachrichten hat die Aufgabe, möglichst viel Energie aus dem Strahlungsfeld, das der Sender erzeugt, aufzunehmen und dem Empfänger zuzuführen. Die Richtdiagramme einer Antenne für den Sende- und Empfangsfall sind gleich und damit auch alle aus dem Richtdiagramm abgeleiteten Kenngrößen der Antenne (Bild 1.3).

Das Verhalten der Empfangsantenne kann man am besten an Hand ihrer Ersatzschaltung beurteilen (Bild 1.4).

Als brauchbare Form kommt wegen der Antennenlänge nur die geerdete $\lambda/4$ -Antenne, auch als Stabantenne oder *Marconi*-Antenne bezeichnet, in Frage. Für das 27,12-MHz-Band ergibt sich damit eine Antennenlänge von $h = 2,62$ m.

Bild 1.4 läßt die Herleitung der Ersatzschaltung aus der Antennenkonstruktion erkennen. In einer solchen Antenne wird die Leerlaufspannung

$$U_L = E \cdot h_w \quad (2)$$

induziert. Dabei ist E die Feldstärke und h_w die wirksame Antennenlänge.

R_A setzt sich aus dem Strahlungswiderstand R_S und dem Verlustwiderstand R_V zusammen.

L_A ist die Antenneninduktivität und C_A die Antennenkapazität. Um mit dem Empfänger der Antenne die maximale Leistung zu entziehen, muß die Empfängereingangsimpedanz Z_E an die Antennenimpedanz Z_A angepaßt werden.

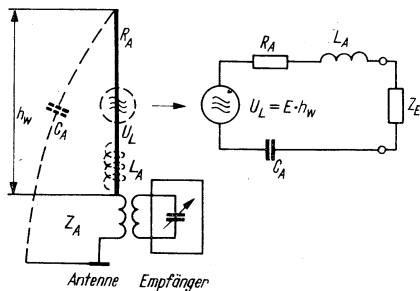


Bild 1.4 Ersatzschaltung der Empfangsantenne

$$Z_A = Z_E \quad (3)$$

Zu diesem Zweck müssen die Blindkomponenten der Antenne kompensiert werden, und R_V muß so klein wie möglich sein. Zunächst einige Bemerkungen zur Kompensation der Blindanteile der Antenne.

Ist die Antenne kürzer als $\lambda/4$, so verhält sie sich kapazitiv. Da das der in der Praxis meist auftretende Fall ist, sei er näher betrachtet. Die mechanisch auf 40 ... 90 cm verkürzte Antenne muß also durch eine Zusatzinduktivität wieder in Resonanz gebracht, d. h. elektrisch verlängert werden. Der kapazitive Blindanteil wird so kompensiert.

Für die Anbringung der Verlängerungsspule gibt es zwei Möglichkeiten. Die Verlängerungsspule kann in der Antennenmitte angebracht werden und hätte dabei den höchsten Wirkungsgrad (bei der Sendeantenne gebräuchlich) oder aber am Antennenfußpunkt. Aus konstruktiven Gründen wird die zweite Lösung empfohlen. Eine Spule in Antennenmitte würde bei den starken mechanischen Beanspruchungen beim Modellbetrieb zur zusätzlichen Störquelle. Eine Unterbrechung der Antenne an dieser Stelle hätte in den meisten Fällen katastrophale Folgen.

Auch die elektrisch verlängerte Antenne benötigt zur Abstimmung das „Gegengewicht“, der Erdung einer Antenne entsprechend. Bei Schiffsmodellen kann dieses Gegengewicht etwa ein starker Kupfer- oder Messingdraht sein, der, als Scheuerleiste getarnt, rund um das Modell läuft und mit dem Masseanschluß des Empfängers verbunden wird. Beim Flugmodell verlegt man zweckmäßig schon während der Tragflächenherstellung eine Litze parallel zum Hauptholm oder hinter der Nasenleiste in beiden Tragflächen. Diese etwas umständliche Maßnahme der Installation einer zusätzlichen Drahtleitung im Modell lohnt sich auf jeden Fall, denn damit wird die Betriebssicherheit durch bessere Antennenabstimmung erhöht und die Reichweite vergrößert. Zu beachten ist, daß dieser Gegengewichtsdraht immer senkrecht zur eigentlichen Antenne anzubringen ist. Es ist nicht unbedingt erforderlich, ein gesondertes Gegengewicht im Modell unterzubrin-

gen, wenn großflächige Metallteile — Seilzüge, Stoßstangen, Blechbeschläge u. ä. — vorhanden sind, die mit dem Masseanschluß des Empfängers verbunden werden können. Nur auf die Einhaltung der obengenannten Forderung ist zu achten.

Die Antenne und auch das Gegengewicht müssen elektrisch gut leitend mit dem Empfänger verbunden sein (Vertrauen ist gut — Kontrolle ist sicherer!). Als Verbindungselemente für Flugmodelle sollte man wegen der auftretenden starken Vibrationen kontaktsichere Schraub- oder Steckverbindungen wählen.

Will man hier ganz sicher gehen, so werden „lebenswichtige“ Verbindungen gelötet. Man kann die Empfängerantenne senkrecht zum Flugmodellrumpf als Stabantenne anbringen. Wird sie parallel zum Rumpf von der Kanzel zur Seitenruderrille gespannt, dann muß das Gegengewicht in den Tragflächen untergebracht sein, und im Rumpf dürfen sich keine größeren Metallteile befinden. Solche Metallteile wirken für die eigentliche Antenne als Abschirmung und vermindern die Empfangsfeldstärke. Ähnliche Überlegungen gelten für Antennenkonstruktionen auf Schiffsmodellen.

Die Antenne soll möglichst weit entfernt von Rudermaschinen-, Antriebs- und sonstigen Hilfsmotoren angebracht sein. Selbst entstörte Elektromotoren beeinflussen die empfindlichen Empfänger noch in einiger Entfernung. Sind längere Antennenzuleitungen im Modell nicht zu vermeiden, so verwendet man zweckmäßig abgeschirmtes Kabel (Bild 1.5).

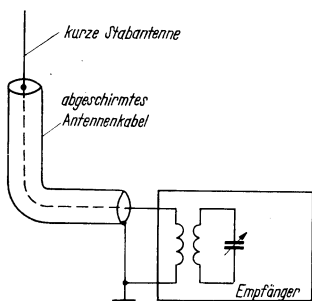


Bild 1.5
Stabantenne mit
abgeschirmter Zuleitung

Neben diesen Fragen der Antennenabstimmung sind die der Antennenanpassung nicht minder wichtig.

Soll einer Quelle maximale Energie entzogen werden, so muß der Verbraucher an die Quelle angepaßt sein [s. Gl. (3)]. Wird die Antenne von 40 ... 90 cm mit der Verlängerungsspule auf die $\lambda/4$ -Stabantenne abgeglichen, so hat sie einen Strahlungswiderstand von

$$R_s = 36,6 \, \Omega.$$

Da noch der Verlustwiderstand R_V hinzukommt, kann man für Z_A mit annähernd $40 \, \Omega$ rechnen.

Zur Anpassung dieses Z_A mit $40 \, \Omega$ auf den Eingangswiderstand des 1. Transistors bieten sich verschiedene Möglichkeiten, die an der jeweiligen Schaltung diskutiert werden. In den meisten Fällen verwendet man HF-Übertrager, aber auch kapazitive und induktive Spannungsteiler sowie Collinsfilter sind üblich.

In der Schaltung nach Bild 1.7 wird die Antenne direkt (fest) an den Vorkreis angekoppelt. Das setzt voraus, daß sie genau festgelegte unveränderliche elektrische Werte hat. Wird eine Antenne mit anderen elektrischen Werten angeschaltet (bei Modellwechsel), so ist das gleichbedeutend mit einer Verstimmung des Vorkreises. Hat man mit verschiedenen Antennen zu rechnen, so sollte man die Antennenankopplung löse (klei-

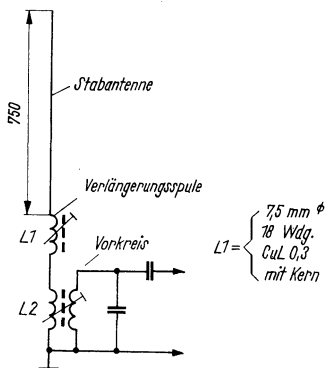


Bild 1.6
Stabantenne
mit Verlängerungsspule

nes C) gestalten, oder man muß bei jedem Antennenwechsel den Vorkreis nachstimmen.

Wird die Antenne durch eine Verlängerungsspule am Fußpunkt (im Modell fest eingebaut) abgestimmt, so entfallen diese Maßnahmen (Bild 1.6); wobei die letztgenannte Lösung nicht nur den Arbeitsaufwand verringert, sondern auch elektrisch die günstigste Lösung ist.

Die Empfängerantenne ist der Bauteil, an dem am meisten gesündigt wird. Da man bei Beachtung der physikalischen Gesetze gerade mit einfachen Mitteln bei der Antenne zu optimalen Ergebnissen kommt, sollten die hier gegebenen praktischen Hinweise beachtet werden.

1.2.2. HF-Vorstufe des Supers

Zur Erläuterung der Funktion der einzelnen Baustufen des Supers zieht der Verfasser komplette und bewährte Schaltungen heran (Bild 1.7, Bild 1.8 und Bild 1.18). Für die im 27,12-MHz-Band realisierten HF-Vorstufen wird die Emitterschaltung bevorzugt. Sie ist in diesem Frequenzbereich der Basisschaltung überlegen, nicht zuletzt wegen der geringeren Abweichung zwischen Ein- und Ausgangswiderstand.

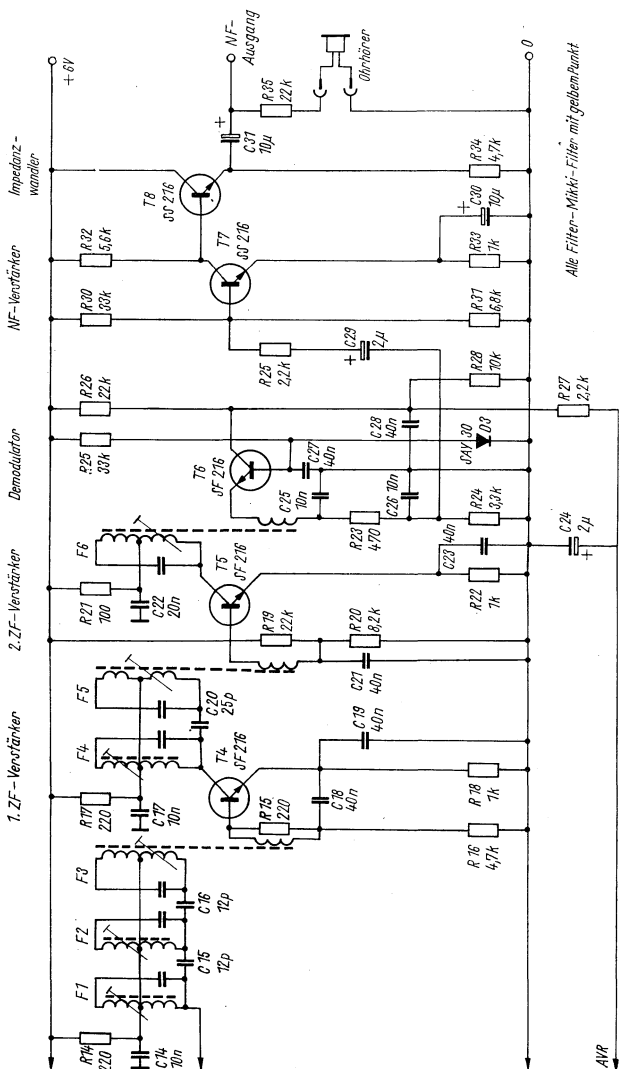
Die Probleme der HF-Vorstufe ergeben sich aus dem erzielbaren Signal Rausch-Abstand und den stark gekrümmten Steuerkennlinien. Letztere verursachen das Entstehen der Kreuzmodulation und ähnlicher Effekte beim Vorhandensein mehrerer starker Sender.

Verstärkung und Selektion

Die Antenne als HF-Spannungsquelle speist den 1. Selektionsvierpol (Bild 1.7).

Dieser Eingangskreis ist mit $b = 160 \text{ kHz}$ recht breitbandig ausgelegt, da er alle im 27,12-MHz-Band auftretenden Frequenzen gleichermaßen gut passieren lassen muß. Der Selektionsvierpol (Eingangskreis) kann als Parallelschwingkreis oder als Bandfilter ausgeführt sein.

An den Selektionsvierpol schließt sich mit T1 der Verstär-



kungsvierpol an. Als Verstärkung bei Transistorstufen gilt wegen der nicht vernachlässigbaren Eingangs- und Ausgangsleitwerte nur die Leistungsverstärkung als vergleichbares Maß. Maximale Leistungsverstärkung erzielt man aber nur bei Anpassung der Stufen, also wenn der Belastungswiderstand gleich dem Generatorwiderstand ist.

Die Leistungsverstärkung eines Selektionsvierpols ist immer kleiner als 1 und die eines Verstärkungsvierpols immer größer als 1.

Für die Gesamtverstärkung gilt:

$$V_{L_{ges}} = V_{L1} \cdot V_{L2} \cdot V_{L3} \cdot V_{L4} \cdot V_{L5} \quad (4)$$

Damit der Transistor T1 mit seinem Eingangswiderstand in der Größenordnung $R_E \approx 2 \text{ k}\Omega$ an den Resonanzwiderstand des Eingangskreises angepaßt wird, ist mit C1/C3 ein kapazitiver Spannungsteiler vorgesehen.

Für die Auslegung von HF-Vorstufen gelten folgende Regeln (3):

- Die Leistungsverstärkung eines HF-Eingangskreises mit Parallelschwingkreis wird mit wachsender Bandbreite größer, wenn die Bandbreite durch stärkere Ankopplung des Generators (Antennenwiderstand) oder der Last (Eingangswiderstand des Transistors) hervorgerufen wird.
- Die Verstärkung ist außer von der Anpassung des Lastwiderstandes nur vom Verhältnis Betriebsdämpfung (d_B) zu Leerlaufdämpfung (d_0) des Schwingkreises abhängig.
- Für die optimale Anpassung muß bei gegebenem Verhältnis von d_B/d_0 angestrebt werden, daß $R_L \approx R_G$ wird.

Daraus ergeben sich die Schlußfolgerungen:

- Der Eingangskreis soll eine hohe Güte haben ($d_B/d_0 \rightarrow \text{Max}$).
- Die Stufen werden so fest gekoppelt, daß die erforderliche Bandbreite gerade erreicht wird.
- Die Stufenanpassung ist möglichst genau zu realisieren.

Zur Verbesserung der Selektion der Vorstufe verwendet man auch oft 2kreisige Bandfilter (s. auch Bild 1.8).

Naturgemäß sind hier die Zusammenhänge komplizierter. Sinngemäß gelten aber die vorstehend genannten Forderungen.

Rauschen der Vorstufe

Die Empfindlichkeit eines Empfängers wird durch das Rauschen begrenzt. Die Ursachen für das Rauschen sind das Wärmerauschen von ohmschen Widerständen und das Schrotrauschen von Elektronenströmen. Als ohmsche Widerstände von HF-Eingangsstufen kommen der Fußpunktwiderstand der Antenne und der Basisbahnwiderstand des Transistors in Frage. Das Schrotrauschen entsteht durch die Quantenstruktur der Elektronenströme, z. B. des Emitterstroms. Das Signal/Rausch-Verhältnis ist auch von der Modulationsart, dem Modulationsgrad, der Bandbreite, dem Transistor und von anderen Faktoren abhängig.

Man beurteilt eine HF-Eingangsschaltung nach der Rauschzahl F (auch Rauschfaktor genannt). Die Rauschzahl F ist eine Vierpolgröße und gibt an, um welchen Faktor das Signal/Rausch-Verhältnis durch einen Vierpol verschlechtert wird:

$$F = \frac{P_{S \text{ eing.}} / P_{R \text{ eing.}}}{P_{S \text{ ausg.}} / P_{R \text{ ausg.}}} \quad (5)$$

Die Größen P sind Leistungen,

S — Signal,

R — Rauschen.

In den Datenblättern von Transistoren werden die Rauschzahlen der Transistoren angegeben. Da die Rauschzahl des Transistors vom Arbeitspunkt und vom Generatorwiderstand abhängt, wird sie in der Regel für den rauschoptimalen Arbeitspunkt und Generatorwiderstand angegeben.

Es ist also zwischen Rauschanpassung und Leistungsanpassung zu unterscheiden. Unter Beachtung dieser Tatsachen sollte sich der Amateur für die Bestückung der HF-Vorstufe an Hand der Datenblätter den rauschärmsten Transistortyp aussuchen (sofern Auswahl möglich ist!).

Auswirkung von Nichtlinearitäten der Steuerkennlinien

Transistoren haben relativ stark gekrümmte Steuerkennlinien. Im selektiven HF-Verstärker führt das zur Kreuzmodulation und zu Amplitudenmodulationsgrad-Verzerrungen.

Letzteres ist bei Fernsteuersupern von untergeordneter Be-

deutung. Wird die Nutzsenderschwingung von der Modulationsfrequenz eines Störsenders amplitudenmoduliert, so bezeichnet man das als Kreuzmodulation. Jeder Sender in einem benachbarten Fernsteuerband ist damit „Störsender“ und mögliche Quelle für Kreuzmodulationserscheinungen. Der Kreuzmodulationsgrad des Nutzträgers berechnet sich nach

$$m_k = \frac{S''}{S} \cdot m_s \cdot u_s^2 \quad (6)$$

mit

- m_k — Kreuzmodulationsgrad,
- $S = |Y_{21}|$ — Steilheit der Steuerkennlinie,
- S'' — 2. Ableitung der Steilheit,
- m_s — Modulationsgrad des Störsenders,
- u_s — Effektivwert des Störträgers.

Aus (6) sind folgende Regeln abzuleiten:

- Die Kreuzmodulation ist abhängig von der Stärke des Störsenders.
- Die Kreuzmodulation ist unabhängig von der Stärke des Nutzsenders.
- Innerhalb der Bandbreite des Eingangskreises ist die Kreuzmodulation unabhängig vom Frequenzabstand des Störsenders zum Nutzsender.

Für den Amateur ist es nun wichtig zu wissen, was er gegen die Kreuzmodulation tun kann. Das Verhältnis $\frac{S''}{S}$ ist mit dem Transistor gegeben und bei allen in Frage kommenden bipolaren Transistoren ähnlich.

Einen Ausweg bieten Feldeffekttransistoren (FET) mit ihrer annähernd quadratischen Steuerkennlinie. Nachteilig ist aber, daß FET oder MOSFET bei 4,8 V Betriebsspannung nur eine sehr geringe Steilheit erreichen. Es wäre also eine 2. Spannungsquelle mit 9 V für die Vorstufe erforderlich.

Um den Problemen der Kreuzmodulation bei der HF-Vorstufe aus dem Wege zu gehen, besteht bei den meisten Superschaltungen die HF-Vorstufe nur aus einer 2kreisigen Filterschaltung (s. Bild 1.8, Bild 1.14 und Bild 1.18).

Man muß der Kreuzmodulation unbedingt die erforderliche

Aufmerksamkeit schenken. Das wird schon daraus deutlich, da allein bei regem Fernsteuerbetrieb 12 Sender parallel betrieben werden können. In der Regel fallen alle in den Durchlaßbereich des Vorkreises und rufen damit Kreuzmodulationserscheinungen hervor. Um die Kreuzmodulation der Vorstufe durch Störsender außerhalb des 27,12-MHz-Bandes zu verhindern, bietet sich also nur noch die optimale Selektion des Nutzsignals durch den Vorkreis an. Man könnte die Kreuzmodulation auch durch sorgfältige Wahl des Arbeitspunkts im wenig gekrümmten Kennlinienteil unterdrücken. Diese Möglichkeit entfällt aber, da die Vorstufe (Bild 1.7) geregelt ist und damit der Arbeitspunkt verschoben wird.

Zu bemerken ist noch, daß Kreuzmodulation in der beschriebenen Weise bei Frequenzmodulation nicht auftritt.

Stabilität

Si-HF-Transistoren haben in der Regel eine geringe Rückwirkungskapazität ($SF\ 216 \rightarrow C_{12e} = 2,3\text{ pF}$). Werden Typen mit höheren Werten für C_{12e} verwendet, so muß je nach Schaltung mit einer Entdämpfung der am Transistor angeschlossenen Schwingkreise, eventuell sogar mit dem Schwingen der Stufe gerechnet werden.

Die Rückwirkung des Transistors wird durch Neutralisation aufgehoben. Zur Neutralisation der HF-Vorstufe ist in der Schaltung von Bild 1.7 C2 vorgesehen. Eine weitere Entkopplung der Stufe erzielt man durch die RC-Kombination R4/C4. Durch die Emitterkombination wird der Arbeitspunkt stabilisiert. Da der Emitterwiderstand geteilt ausgeführt ist, realisiert man gleichzeitig eine gewisse Wechselstromgegenkopplung, die zur Linearisierung der Arbeitskennlinie beiträgt und damit die Kreuzmodulationseigenschaften verbessert. Eine weitere Erhöhung der Stabilität wird durch die Dämpfungsdiode D1 erzielt, die bei zu großen HF-Amplituden den Schwingkreis L2/C5 bedämpft.

Rückwärtsdämpfung

HF-Vorstufen haben nicht nur die Aufgabe der Selektion und Verstärkung, sondern sie sollen auch die Abstrahlung der

Oszillatorfrequenz über die Antenne verhindern. Diese Eigenschaft der HF-Vorstufe wird als Rückwärtsdämpfung bezeichnet. Die Rückwärtsdämpfung einer HF-Vorstufe ist dann am besten, wenn der Rückwirkungsleitwert 0 wird. Deswegen werden HF-Vorstufen auch dann neutralisiert, wenn es die Stabilität nicht unbedingt erfordert.

Regelung

Der Super soll innerhalb des Fernsteuerbereichs (von unmittelbarer Sendernähe bis zur Reichweitengrenze) eine annähernd konstante Ausgangsspannung abgeben, obwohl sich in diesem Bereich die HF-Eingangsspannung um mehrere Zehnerpotenzen (einige Millivolt bis etwa $5\text{ }\mu\text{V}$) ändert.

Diese Feldstärkeschwankungen sind nicht nur durch unterschiedlichen Abstand zum Sender bedingt, sondern werden besonders beim Flugmodell auch durch die sich während des Fluges ändernde Lage der Polarisationssebene der Antenne (s. Abschn. 1.2.1.) hervorgerufen. Da die sichere Arbeitsweise der elektronischen Auswerteeinrichtungen wesentlich von dem Vorhandensein einer konstanten Signalspannung abhängig ist, muß der Super also bei hoher HF-Feldstärke eine kleine Verstärkung und bei geringer HF-Feldstärke eine große Verstärkung haben.

Um die erwähnten starken HF-Spannungsschwankungen zu beherrschen, regelt man die Verstärkung des Supers in Abhängigkeit von der HF-Eingangsspannung. Dieser Vorgang wird kurz als Regelung oder auch als AVR (automatische Vorspannungsregelung) bezeichnet.

Um den erforderlichen Regelbereich zu erreichen, regelt man meist die Vorstufe und 1 oder 2 ZF-Stufen. Die Regelwirkung kann durch Einschalten von Dämpfungsdioden verbessert werden. Um die Verstärkung einer Transistorstufe zu regeln, bieten sich 3 Möglichkeiten an. In allen 3 Fällen wird die Steilheit des Transistors verändert.

Die einfachste und bei den Fernsteuersupern fast ausschließlich angewendete Methode ist die Abwärtsregelung.

Soll die Verstärkung abnehmen, so wird bei dieser Regelart der Emitterstrom verringert. Bei der Abwärtsregelung nutzt

man die Transistoreigenschaft aus, daß bei kleinen Emittersströmen die Steilheit proportional dem Emittersstrom ist. Dies gilt für den Fall, daß die zwischen Kollektor und Emitter anliegende Spannung größer als die Restspannung des Transistors ist.

Im Bereich kleiner Ströme ist nach

$$Y_{21} \approx S = \frac{I_E}{U_T} \quad (7)$$

die Steilheit proportional dem Emittersstrom. Die Gleichung (7) gilt jedoch nicht mehr bei größeren Emittersströmen. Diese Regelung hat den Vorteil, daß sie bei allen Transistoren möglich ist. Sie ist unkompliziert und erfordert nur eine geringe Regelleistung. Ihr wesentlicher Nachteil besteht darin, daß sich bei Abwärtsregelung der Transistoreingangswiderstand ändert und die Stufe übersteuerungsempfindlich ist.

Auf Grund der Vorteile der Abwärtsregelung wird diese Regelungsart in Fernsteuersupern für HF-Vor- und ZF-Stufen angewendet. In der Schaltung von Bild 1.7 erzeugt der Demodulatortransistor T6 gleichzeitig die Regelspannung (AVR) für die HF-Vor- und die 1. ZF-Stufe. In der Schaltung nach Bild 1.8 wird nur die 1. ZF-Stufe geregelt. Hier gewinnt man die Regelspannung durch Gleichrichtung mit der Diode D1.

Mit der Abwärtsregelung erzielt man für den Fernsteuersuper zufriedenstellende Ergebnisse, so daß die anderen beiden Regelungsarten, die Aufwärtsregelung und die kombinierte Emittersstrom-Kollektorspannungsänderung wegen ihres höheren Aufwandes nicht angewendet und hier nur erwähnt werden.

1.2.3. Mischstufe des Supers

Die konstante Zwischenfrequenz des Supers wird in der Mischstufe durch Überlagerung der Eingangsfrequenz mit der Oszillatorfrequenz erzeugt. Für die Mischung von 2 Frequenzen ist eine gekrümmte Kennlinie erforderlich. Transistoren sind daher für Mischstufen besonders geeignet.

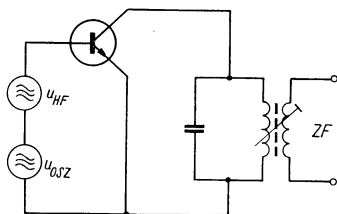


Bild 1.9
Transistormischstufe
mit Reihenspeisung

Die Wirkungsweise der Mischstufe sei zunächst an Bild 1.9 erläutert. Am Mischstufeneingang sind die beiden Spannungsquellen u_{HF} und u_{Osz} angeschlossen. Die folgenden Überlegungen gelten für den Normalfall, daß

$$u_{HF} < u_{Osz}.$$

Bei Transistoren wird in den meisten Fällen die additive Mischung angewendet.

Die Summe von HF- und Oszillatorspannung steuert die gekrümmte Kennlinie des Transistors durch, dabei entstehen Oberwellen (Harmonische) und Kombinationsfrequenzen (Summen und Differenzen von Grund- und Oberwellen). Die für den vorliegenden Fall interessierende Frequenz ist die Zwischenfrequenz:

$$\omega_{ZF} = \omega_{HF} - \omega_{Osz}. \quad (1)$$

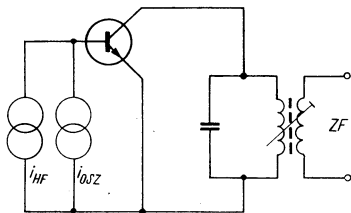
Diese ZF wird aus dem Frequenzgemisch herausgesiebt und weiter verstärkt.

Aus der Ersatzschaltung in Bild 1.9 sind aber noch einige weitere Schlußfolgerungen abzuleiten.

Die Spannungsquellen u_{HF} und u_{Osz} sind als ideale Quellen mit dem Innenwiderstand 0Ω dargestellt, d. h., alle Spannungen und besonders u_{ZF} fallen an der Basis-Emitter-Diode des Transistors ab. Hätten die Spannungsquellen einen endlichen Innenwiderstand, so würde an ihnen auch ein Teil der u_{ZF} abfallen, eine Erscheinung, die unerwünscht ist. Daher muß man im praktischen Fall dafür sorgen, daß ein guter äußerer ZF-Kurzschluß eintritt, denn die außerhalb der Basis-Emitterstrecke abfallende u_{ZF} ist für die Verstärkung verloren.

Neben der Reihenschaltung der Spannungsquellen in Bild 1.9

Bild 1.10
Transistormischstufe
mit Parallelspeisung



ist auch die Parallelschaltung (Bild 1.10) möglich. Für diesen Fall gelten analoge Überlegungen. Damit nicht die eine Quelle für die andere einen Kurzschluß darstellt, müssen sie nun einen hohen Innenwiderstand haben. Diesen hohen Innenwiderstand verwirklicht man durch Einschalten eines Kondensators mit kleiner Kapazität. Da beide Quellen hochförmig sind, fehlt der notwendige ZF-Kurzschluß.

Um diesen nicht durch zusätzliche Schaltungsmittel herstellen zu müssen, findet man in der Praxis oft Schaltungen, die aus einer Kreuzung beider Prinzipien (Reihen- und Parallelspeisung) entstehen. Der Oszillator arbeitet dann meist als Stromgenerator (Oszillator über kleines C angekoppelt), während der Spannungsgenerator (Antenne) mit kleinem Innenwiderstand auf der Empfangsfrequenz betrieben wird. Der Innenwiderstand des Spannungsgenerators ist groß genug, um die Oszillatorspannung nicht kurzzuschließen, andererseits aber klein genug, um als ZF-Kurzschluß zu wirken. Diese Wirkungsweise wird durch den induktiven Widerstand der Koppelpule verbessert, dessen Frequenzabhängigkeit den beabsichtigten Effekt unterstützt.

Beim Betrieb der Mischstufe ist $u_{OSZ} > u_{HF}$. Um das Maximum der Mischsteilheit $S_{\ddot{u}}$

$$S_{\ddot{u}} = \frac{ZF - \text{Ausgangskurzschlußstrom}}{HF - \text{Eingangsspannung}} \quad (8)$$

zu erreichen, wählt man u_{OSZ} zu 100 ... 150 mV.

Wie bereits erwähnt, entstehen beim Mischen mehrere Frequenzen. Diese Erscheinung führt je nach Aufbau der Mischstufe zum Auftreten von Nebenempfangsstellen.

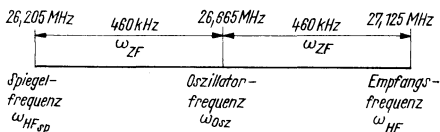


Bild 1.11 Darstellung der Spiegelfrequenz

Prinzipiell ist auf jeder Frequenz, die durch Mischung mit der Oszillatorfrequenz die ZF ergibt, ein Empfang möglich. Die wichtigste dieser Mischfrequenzen ist die Spiegelfrequenz

$$\omega_{HF} = \omega_{osz} + \omega_{ZF}, \quad (1)$$

die eine Nebenempfangsstelle zur Hauptempfangsstelle mit

$$\omega_{HF} = \omega_{osz} - \omega_{ZF} \quad (9)$$

macht (Bild 1.11).

Das Verhalten des Empfängers beim Auftreten dieser Mischfrequenz wird als Spiegelfrequenzfestigkeit bezeichnet.

Bei einer ZF von 455 kHz bzw. 460 kHz für das 27,12-MHz-Band wirft das einige Probleme auf. Für den ZF-Verstärker ist es gleichgültig, ob die ZF nach (9) oder (1) entsteht, alles, was die ZF von 455 kHz (oder 460 kHz) ergibt, wird verstärkt. Bei einer ZF von 460 kHz liegt die Spiegelfrequenz nur 920 kHz tiefer als die Empfangsfrequenz.

Die Vorkreise des Empfängers sind aber aus bereits dargelegten Gründen so breitbandig ausgelegt, daß der Kanalwechsel ohne Nachstimmen möglich ist. Damit wird die Spiegelfrequenz, die in dem Band 26,055 ... 26,335 MHz liegt, gegenüber der Empfangsfrequenz durch die Vorkreise nur geringfügig bedämpft. Abhilfe kann dadurch geschaffen werden, daß man die Vorkreise sorgfältig abstimmt und die Kopplung der Kreise soweit wie möglich verringert. Die beste Spiegelfrequenzfestigkeit wird man erzielen, wenn die Vorkreise auf nur 1 Kanal abgestimmt werden. Vor dem Abgleich des Supers ist also zu entscheiden, ob man die Anlage für den Betrieb in 12, 6, 3 Kanälen oder in 1 Kanal vorsieht.

Hieraus erkennt man, daß durch sorgfältige Abgleicharbeit die Störsicherheit wesentlich erhöht werden kann.

Eine andere Möglichkeit, die Spiegelfrequenzfestigkeit zu verbessern, besteht in der Erhöhung der ZF und sei hier der Vollständigkeit halber genannt. Entweder man wendet eine höhere ZF an, oder man verwirklicht das Doppelsuperprinzip mit hoher 1. ZF (10,7 MHz) und niedriger 2. ZF (455 kHz). Die Verwirklichung dieses Prinzips führt zu hohem Aufwand und ist für Eigenentwicklungen recht problematisch.

Da die Betriebssicherheit der Fernsteueranlagen ständig bei Neuentwicklungen erhöht wird, ist damit zu rechnen, daß auch das Doppelsuperprinzip in Zukunft angewendet wird.

In der Anfangszeit des Fernsteuersupers wurden auch selbstschwingende Mischstufen realisiert. Inzwischen ist man aber fast ausschließlich auf fremdgesteuerte Mischstufen übergegangen. Dem Nachteil des höheren Aufwandes bei fremdgesteuerten Mischstufen stehen die für den Fernsteuersuper ausschlaggebenden Vorteile gegenüber:

- Der Oszillator arbeitet stabil, auch bei hohen HF-Eingangsspannungen und bei Quarzwechsel.
- Er ist unempfindlich gegen Beeinflussungen durch die Antenne.
- Die Schaltung ist leichter zu beherrschen und unkomplizierter.

Außerdem ermöglicht die Trennung von Oszillator und Mischstufe die Regelung der Mischstufe.

In den weitaus meisten Fällen verzichtet man auf die Regelung der Mischstufe, da dies zu Frequenzverwerfungen führen kann. Die typischen Mischstufenschaltungen von Fernsteuersupern sind in Bild 1.7, Bild 1.8 und Bild 1.18 dargestellt.

1.2.4. Oszillatorstufe des Supers

Vergleicht man die Oszillatorschaltungen des Supers mit denen des Senders (Band 1, Bild 2.3), so stellt man fest, daß sie sich im Prinzip gleichen. Für den Oszillator des Supers gelten die gleichen Forderungen wie für den Oszillator des Senders, so daß die gleiche Schaltung angewendet wird.

Bezüglich Schwingsicherheit, Stabilität und Frequenzwechsel

lese man bei dem entsprechenden Abschnitt des 1. Bandes nach. Zu bemerken ist noch, daß im Super die Schwingquarze in Subminiaturausführung *HC 18 U* in Steck- oder Lötausführung verwendet werden.

Für den zum Senderquarz (Band 1) gehörenden Superquarz (ZF = 455 kHz) wird das Bestellbeispiel angegeben:

HC — 18 U QDS 2 B S 26,620 kHz.

1.2.5. ZF-Stufen des Supers

Der ZF-Verstärker arbeitet als festabgestimmter HF-Verstärker auf der Frequenz 455 kHz bzw. 460 kHz. Bei der Auslegung und dem Aufbau der ZF-Stufen sind einige Gesichtspunkte zu beachten, die im folgenden kurz erläutert seien.

Die ZF-Stufe besteht aus einem Verstärkungsglied (Transistor) und einem oder mehreren Selektionsvierpolen (Filter). Beim Transistor haben besonders Steilheit und Rückwirkung Bedeutung. Die Steilheit beschreibt die aktive Wirkung des Transistors und ist ein Maß dafür, wieviel Gleichstromleistung in HF-Leistung umgewandelt wird. Von ihr hängt es ab, ob die Stufe die erforderliche Verstärkung erzielt, die richtige Dimensionierung der Schaltung vorausgesetzt. Bei der Dimensionierung der ZF-Stufe ist nun zu beachten, daß einmal durch günstige Wahl des Arbeitspunkts die maximale Steilheit erzielt wird, zum anderen, daß durch Anpassung der Stufen die Leistungsverstärkung ihr Maximum erreicht. Auf die mathematische Behandlung des Problems wird hier verzichtet. Die Rückwirkung ist im Vergleich zur Steilheit eine unerwünschte Eigenschaft des Transistors. Der Vierpolparameter $-Y_{12}$ wird auch als Rückwirkungsleitwert Y_R bezeichnet.

Der Rückwirkungsleitwert beschreibt die Eigenschaft des Transistors, einen Teil der Ausgangsspannung auf den Eingang so rückzukoppeln, daß Selbsterregung der Stufe eintreten kann. Der Rückwirkungsleitwert ist bei Transistoren in erster Näherung durch eine Kapazität C_{CB} darzustellen und damit frequenzabhängig. Der Amateur wird sich also für die Bestückung von HF-Verstärkern solche Transistortypen aus-

wählen, die einen besonders kleinen Rückwirkungsleitwert haben. Trotzdem muß er die Schaltung so auslegen, daß die Funktionsfähigkeit des Verstärkers durch die Rückwirkung auch unter schwierigen Betriebsbedingungen (Temperatur, wechselnde Betriebsspannung, Übersteuerung u. a.) nicht beeinträchtigt wird, d. h. keine Selbsterregung der Stufen eintritt.

Die Rückwirkung in einer Transistorstufe wird durch die Einschaltung eines Neutralisationsnetzwerks, im einfachsten Fall einem Kondensator mit kleiner Kapazität zwischen Kollektor und Basis, aufgehoben.

Bei modernen Si-Transistoren (Planar- und Epitaxitransistoren) ist die Rückwirkung so gering, daß man meist auf besondere Neutralisationsmaßnahmen verzichten kann (s. Bild 1.7, Bild 1.8 und Bild 1.18).

Der Einfluß der Rückwirkung wird auch durch eine Gleichstromgegenkopplung (RC-Kombination im Kollektorzweig) der Transistorstufe vermindert.

Den Problemen der Steilheit bzw. Verstärkung und Rückwirkung ist beim ZF-Verstärker schon deswegen große Aufmerksamkeit zu schenken, da der ZF-Verstärker die Hauptverstärkung des HF-Signals bringt.

In der Regel wird der Amateur bereits vorliegende Schaltungen nachbauen, da bei deren Entwurf Vor- und Nachteile so abgewogen sind, daß sie optimale Lösungen darstellen.

Nachdem der Einfluß der Eigenschaften des Transistors behandelt wurde, sei nun die Problematik der ZF-Verstärkerschaltung diskutiert. Auf die Bedeutung einer hohen Stufenverstärkung beim ZF-Verstärker wurde bereits hingewiesen. Hinzu kommt aber, daß diese hohe Verstärkung in einem weiten Bereich regelbar sein muß.

Die notwendige Verstärkung eines ZF-Verstärkers wird von 2 Eckwerten bestimmt:

- minimale Eingangsspannung U_{Emin} ,
- maximale Eingangsspannung U_{Emax} .

In beiden Fällen soll der Demodulator die gleiche Richtspannung U_R abgeben. Den folgenden Überlegungen wird die Schaltung nach Bild 1.8 zugrunde gelegt.

Angenommen werden die Werte:

$$U_{Emin} = 5 \mu V$$

$$U_{Emax} = 5 mV$$

$$U_R = 0,5 V$$

Dann muß der ZF-Verstärker einmal um

$$\begin{aligned} v_{u max} &= \frac{U_R}{U_{Emin}} \\ &= \frac{0,5 V}{5 \mu V} = 10^5, \end{aligned} \quad (10)$$

zum anderen um

$$\begin{aligned} v_{u min} &= \frac{U_R}{U_{Emax}} \\ &= \frac{0,5 V}{5 mV} = 10^2 \end{aligned} \quad (11)$$

verstärken.

Damit wird der erforderliche Regelumfang

$$v_u = 10^3.$$

Man kann leicht überblicken, daß sich dieser Regelumfang durch Regelung nur einer Stufe nicht realisieren läßt. So werden in der Schaltung entsprechend Bild 1.7 die Vor- und die 1. ZF-Stufe geregelt. Bei der Schaltung nach Bild 1.18 werden die 1. und die 2. ZF-Stufe geregelt. Dabei ist noch folgendes Problem zu bewältigen. Vom AM-ZF-Verstärker wird eine gute Linearität gefordert. Nichtlinearitäten äußern sich in großen unerwünschten Klirrfaktoren.

Um Nichtlinearitäten zu vermeiden, regelt man möglichst bei kleinem Emitterstrom, d. h. solange der Transistor noch als Kleinsignalverstärker arbeitet (Vor- und 1. ZF-Stufe).

Um aber den geforderten Regelumfang annähernd zu verwirklichen, ist es bei Fernsteuersupern ohne Vorstufentransistor erforderlich, die 1. und auch die 2. ZF-Stufe zu regeln. Bei der 2. ZF-Stufe darf dann aber der Regelumfang nicht zu groß gewählt werden. Da diese Stufe bereits als Großsignalverstärker arbeitet, ist bei zu großem Regelbereich mit dem Auftreten

von Verzerrungen zu rechnen. Bei anderen Schaltungen (Bild 1.8 und Bild 1.14) wird der Kompromiß dahingehend geschlossen, daß man nur 1 ZF-Stufe regelt und damit in unmittelbarer Sendernähe eine Übersteuerung in Kauf nimmt.

Selektion und Bandbreite

Um die Kanalaufteilung des Fernsteuerbandes zu nutzen, soll die Maximalbandbreite des ZF-Verstärkers $b_{\max} = 10 \text{ kHz}$ sein. Digitalanlagen kommen in den meisten Fällen mit einer Bandbreite von $b = 5 \text{ kHz}$, ja sogar mit $b = 3 \text{ kHz}$ aus.

Je schmalbandiger ein ZF-Verstärker ist, um so geringer wird die Wahrscheinlichkeit, daß Störsignale in seinen Durchlaßbereich fallen. Es gilt also die Regel, die Bandbreite so klein wie möglich zu machen.

Da der Amateur in den meisten Fällen seine Filter nicht selbst herstellt, sondern kauft (LC- oder Piezofilter), hat er kaum Einfluß auf die Bandbreite der Einzelfilter.

Um nun die geforderten Selektionswerte zu erreichen, werden verschiedene Verfahren angewendet.

Bei der Schaltung nach Bild 1.7 wird die Methode der konzentrierten Selektion mit 3 Filtern in der 1. ZF-Stufe realisiert. Mit dieser Maßnahme wirkt man der Kreuzmodulation entgegen. Durch überkritische Kopplung der Filter wird die erforderliche Bandbreite eingestellt.

Die Schaltung nach Bild 1.7 arbeitet mit verteilter Selektion, der bei Fernsteuersupern am meisten angewendeten Selektionsmethode.

In allen bisher erwähnten Schaltungen sind LC-Filter als Selektionsmittel eingesetzt. Eine andere sehr elegante Möglichkeit der Selektion bietet sich durch Verwendung von keramischen Filtern. Durch die Verwendung von Siliziumtransistoren und keramischen Filtern lassen sich einfache und sehr kleine Superaufbauten verwirklichen (z. B. Abmessungen: $20 \text{ mm} \times 15 \text{ mm} \times 10 \text{ mm}$, Masse: 20 g).

Die keramischen Filter sind in der Literatur auch unter den Bezeichnungen *piezoelektrische Festfrequenzfilter*, *Transfilter*, *elektromechanische Filter* oder *Piezofilter* bekannt geworden.

In der DDR werden keramische Resonanzfilter vom Kombi-

nat VEB Keramische Werke Hermsdorf unter der Bezeichnung Piezofilter hergestellt. Im normalen Bandfilter wird der Resonanzeffekt des elektrischen Schwingkreises, bestehend aus Spule L und Kondensator C, zur Übertragung eines ausgewählten Frequenzbandes ausgenutzt. Die Bandmittenfrequenz wird mit dem Spulenkern eingestellt, während die Bandbreite von der Auslegung der Kreise (Dämpfung, Kopplung) abhängt. Diese Größen sind also schaltungstechnisch beeinflussbar. Beim Piezofilter wird die elektrische in eine mechanische Schwingung und wieder zurück in eine elektrische Schwingung umgewandelt. Für die Selektion eines bestimmten Frequenzbandes werden mechanische Resonanzen ausgenutzt. Die Piezofilter zeichnen sich durch eine bemerkenswert große mechanische und elektrische Stabilität, kleinen Temperaturkoeffizienten und eine hohe Güte aus. Gegenüber vergleichbaren LC-Filtern haben die Piezofilter verschiedene Vorteile. Sie sind kleiner, billiger, unempfindlich gegen magnetische Felder, sind fest abgestimmt und haben eine bessere Selektion bei gleicher Bandbreite und Kreiszahl.

Wegen der niedrigen Impedanzen eignen sich die Piezofilter besonders als Selektionsglieder für ZF-Verstärker von Transistorempfängern. Die für den Fernsteuersuper brauchbaren Typen vom KWH haben eine Bandmittenfrequenz von

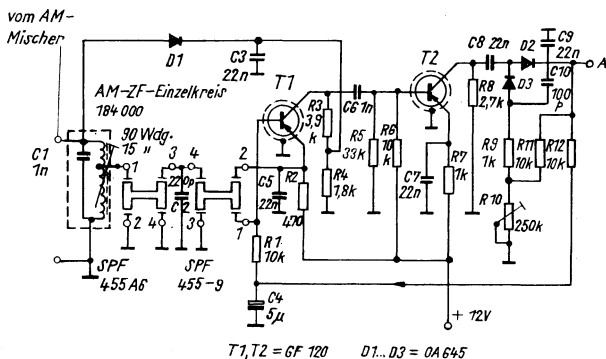


Bild 1.12 ZF-Verstärker mit Piezofilter

455 ± 3 kHz. Die vom KWH hergestellten Piezofilter ermöglichen, die gesamte erforderliche Selektion eines Supers in einer Stufe zu realisieren (Bild 1.22).

Das bringt den Vorteil, daß die schon erwähnte Kreuzmodulation auf ein Minimum reduziert wird, und die folgende aperiodische Verstärkung erlaubt die Anwendung von integrierten Schaltungen. Für den Fernsteueramateur ist natürlich die Kosten- und Raumeinsparung nicht minder interessant. Allerdings sind beim Einsatz der Piezofilter einige Besonderheiten zu beachten. Verwendet man die Filtersätze *SPF 455 A 6* und *SPF 455-9* vom Kombinat VEB Keramische Werke Hermsdorf, so kommt man mit nur einer Filterspule aus. Die Schaltung eines ZF-Verstärkers mit den beiden genannten Filtertypen ist in Bild 1.12 dargestellt. Die Schaltung wurde aus [2] entnommen. Bild 1.13 zeigt zum Vergleich einen Mittelwellensuper mit Piezofiltern. Diese Filterkombination zeichnet sich neben den schon genannten Vorzügen durch ein gutes Weitabselektionsverhalten aus. Mit dem Ausgangskreis wird der Ausgangswiderstand an den niederohmigen Eingangswiderstand des 1. Piezofilters angepaßt und verbessert die Weitabselektion. Durch das 5kreisige Filter werden Bandbreiten von $b = 4,0 \dots 6,0$ kHz und Selektionswerte von $S_g = 45$ dB erreicht. Die Weitabselektion dieses Filters ist größer als 70 dB. Bei konventionellem Aufbau eines solchen ZF-Verstärkers sind die HF-Leitungen kapazitätsarm zu führen, da alle hinter dem Filter eingekoppelten Spannungen voll verstärkt werden. Die Abschirmung des ZF-Verstärkers empfiehlt sich. Beim Einbau der Piezofilter ist darauf zu achten, daß die Anschlußdrähte möglichst nicht gekürzt werden. Es ist zweckmäßig, die Filter, auf dem Kopf stehend, in die Platine einzusetzen. Eine zu starke Erwärmung der Anschlußdrähte kann zum Lösen der Zuleitungen vom Schwinger im Gehäuseinneren führen.

Weitere Schaltungsbeispiele, die technischen Daten und Berechnungsbeispiele für Piezofilter findet der Leser in [2]. Durch Piezofilter in Zweipolausführung (Emitterzweipole) lassen sich sehr einfache, aber hochselektive Schaltungen aufbauen (Bild 1.14). In [2] wird angegeben, daß auch vom

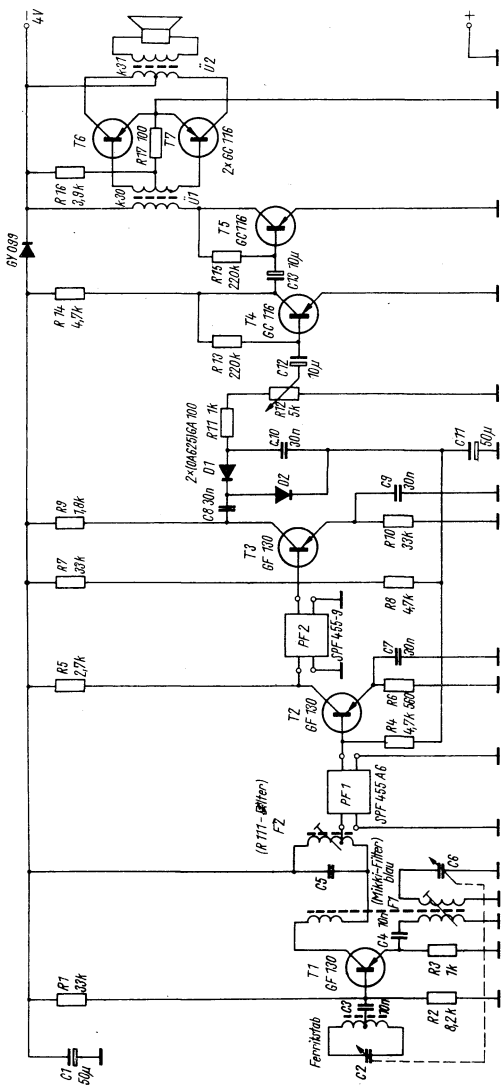


Bild 1.13 Kleinsuper für Mittelwelle mit Piezofiltern

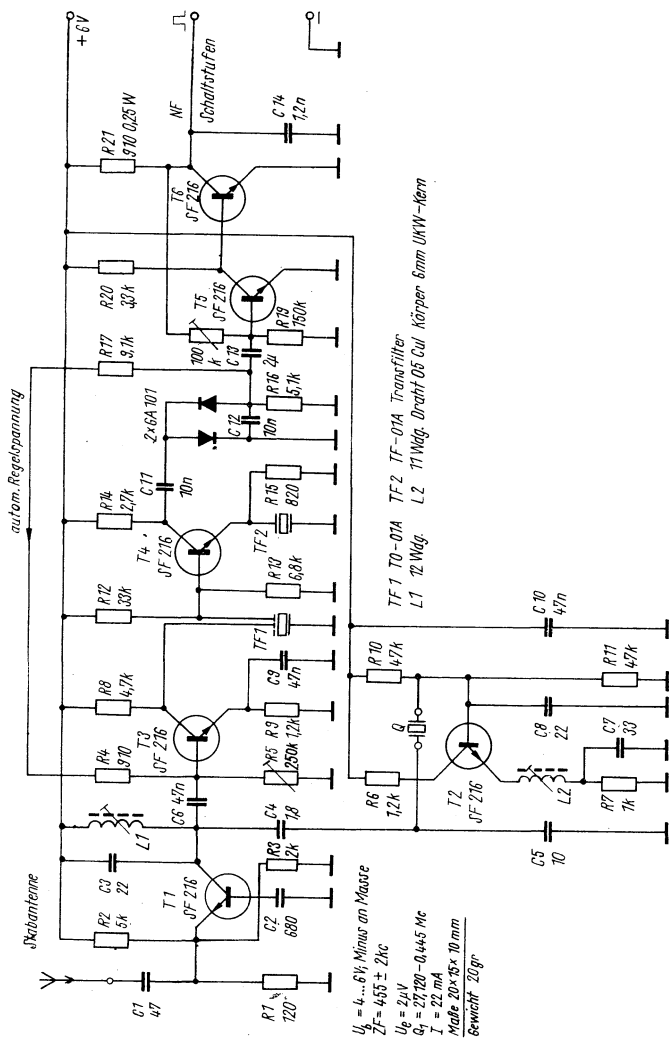


Bild 1.14 Miniatur-Fernsteuersuper mit Piezofiltern

KWH die Produktion von Emitterzweipolen zu erwarten ist. Schaltet man zum Emitterwiderstand den keramischen Filter parallel, so erhöht sich die Selektivität des Verstärkers erheblich. Bei dieser Schaltungsart werden Bandbreite und Selektion nicht nur vom Filter, sondern auch in hohem Maße vom Transistor beeinflußt.

1.2.6. Demodulatorstufe des Supers

Der Empfänger hat neben der Aufgabe der Signalverstärkung auch die, den Nachrichteninhalt von der übertragenen modulierten HF-Schwingung, vom Träger, zu trennen und der Auswerteeinrichtung in möglichst unverzerrter Form zur Verfügung zu stellen. Diesen Vorgang bezeichnet man als Demodulation, er ist das Gegenstück zur Modulation.

Die Amplitudendemodulation bezeichnet man auch als direkte Demodulation. Sie ist eine unmittelbare Gleichrichtung der AM-Schwingungen durch amplitudenabhängige Schaltglieder. Das einfachste idealisierte Beispiel für ein amplitudenabhängiges Schaltglied ist ein Zweipol mit linearer, geknickter Kennlinie (Bild 1.15). Dieser Zweipol hat für negative Spannungen keine Stromwerte. Ein solches Verhalten ist vom Einweggleichrichter her bekannt.

Wird die Kennlinie nach Bild 1.15 mit einer AM-Schwingung symmetrisch zum Nullpunkt angesteuert, so ergeben sich bei einem ohmschen Lastwiderstand R folgende Verhältnisse:

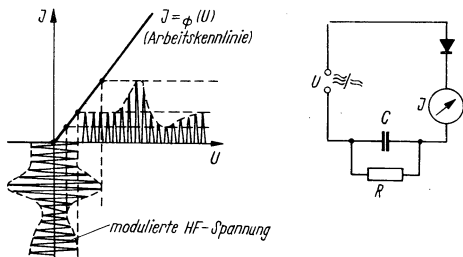
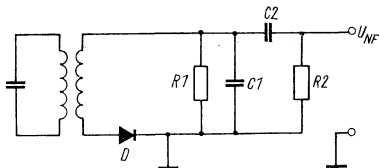


Bild 1.15 Demodulation an einer idealen Diodenkennlinie

Bild 1.16
Reihengleichrichtung



Die HF-Schwingungen werden von dem Kondensator C kurzgeschlossen. An R tritt als Nutzspannungsabfall eine Gleichspannung mit überlagerter NF-Spannung auf (obere Hüllkurve der AM-Schwingung). Damit wäre eine absolut verzerrungsfreie Gleichrichtung erreicht.

Zu bemerken ist noch, daß die Zeitkonstante

$$T_{NF} > \tau > T_{HF}$$

ist.

Bei der Darstellung auf Bild 1.15 wurde eine ideale Kennlinie angenommen. Die Demodulation läßt sich in der Praxis aber auch mit gekrümmten Kennlinien, wie sie Dioden oder Transistoren haben, durchführen.

Für die Diodenmodulation gibt es die beiden Schaltungen Reihengleichrichtung (Bild 1.16) und Parallelgleichrichtung (Bild 1.17).

Reihengleichrichtung

Am Widerstand R1 fällt die Richtspannung ab, die aus Gleich- und NF-Spannung besteht. Die HF-Spannung wird durch C1 kurzgeschlossen. Um die NF-Spannung allein zu erhalten, ist das R2/C2-Glied angeschlossen.

Damit die auftretenden Verzerrungen klein bleiben, soll

$$R2 \gg R1$$

sein.

Parallelgleichrichtung

Bei dieser Schaltung ist die Bedämpfung des Schwingkreises größer als bei der Reihengleichrichtung. Dieser Tatsache ist bei der Ankopplung Rechnung zu tragen.

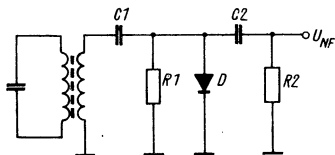


Bild 1.17
Parallelgleichrichtung

Bei beiden Schaltungen soll an C2 nur ein kleiner NF-Spannungsabfall eintreten, daher gilt:

$$\frac{1}{\omega_{\min} \cdot C2} \leq R2 \quad (12)$$

Dabei ist $\omega_{\min}$ die niedrigste auftretende Signalfrequenz. Als praktische Beispiele für die Diodenmodulation können die Schaltungen nach Bild 1.8 und Bild 1.14 gelten. Jedoch bietet die Verwendung eines Transistors zur Demodulation einige Vorteile:

- Beim Transistor geht im Vergleich mit der Diode die quadratische Gleichrichtung bereits bei kleineren Leistungspegeln in die lineare Gleichrichtung über (bedeutet geringere Verzerrungen).
- Der Transistordemodulator bringt gleichzeitig eine erhebliche Signalverstärkung, da er als 1. NF-Verstärkerstufe arbeitet.
- Der Transistordemodulator erzeugt die für die Schwundregelung benötigte relativ hohe Regelleistung mühelos.

Beim Transistordemodulator wird das HF-Signal an der Basis-Emitterdiode gleichgerichtet. Unter Beachtung der vorangegangenen Überlegungen wird man dazu den am stärksten gekrümmten Teil der dynamischen Kennlinie wählen. Dies setzt aber wiederum voraus, daß der Demodulatortransistor gute HF-Eigenschaften hat. Die im Trägersignal enthaltene NF-Spannung wird gleichzeitig im Demodulatortransistor verstärkt. Das erfordert wiederum, daß der Demodulatortransistor gute NF-Verstärkereigenschaften haben muß. Man wird also bestrebt sein, den Kennlinienbereich der größten Steilheit auszunutzen, was die Einstellung höherer Emitterströme bedeutet.

Es ist also ein Kompromiß zwischen Demodulation und Verstärkung zu schließen.

Bei Ge-Transistoren wählt man den Emitterstrom I_E der Demodulatorstufe zu $I_E = 25 \dots 50 \mu A$ und bei Si-Transistoren zu $I_E = 100 \dots 150 \mu A$.

Den Belastungswiderstand der Demodulatorstufe wählt man zweckmäßig so hoch wie möglich. Der Höchstwert für den Belastungswiderstand ist gegeben durch den Emitterstrom und die Betriebsspannung der Stufe.

Die Demodulation ist nicht die einzige Aufgabe der Demodulatorstufe. In der Demodulatorstufe wird in den meisten Fällen auch die zur Regelung erforderliche Regelspannung bzw. Regelleistung gewonnen. Da bei Fernsteuersupern die Regelspannung in der Demodulatorstufe gewonnen wird und damit die Vor- und ZF-Stufen geregelt werden, bezeichnet man diese Regelart als Rückwärtsregelung. Die Rückwärtsregelung hat sich in der Praxis gut bewährt, denn sie bietet einige Vorteile. Infolge der geringeren Kennlinienaussteuerung an den vorangegangenen Stufen (Vor- und ZF-Stufe) entstehen geringere Verzerrungen als bei der Regelung von NF-Stufen. Regelt man mehrere Stufen, so erzielt man eine hohe Regelsteilheit und benötigt bei der Rückwärtsregelung nur relativ kleine Regelleistungen. Um die maximale Empfindlichkeit des Supers auszunutzen, soll die Regelung erst nach Überschreiten eines Schwellwerts der Eingangsspannung einsetzen. Dieses Verhalten bezeichnet man als verzögerte Schwundregelung (nicht zeitlich zu verstehen!). Zeitlich muß die Regelung sogar sehr flink, d. h. unverzögert sein, damit sie auch schnelle Eingangsspannungsschwankungen, z. B. bedingt durch schnelle Flugfiguren, ausgleichen kann. Wie bereits dargelegt, benötigt man zur Regelung des Transistors eine Gleichspannung, die den Arbeitspunkt auf der Kennlinie verschiebt. Für die Gewinnung der Regelspannung gibt es verschiedene Lösungen.

Bei den Schaltungen nach Bild 1.8 und Bild 1.14 wird die Regelspannung mit Dioden gewonnen. Die Trennung von der Demodulation ist zweckmäßig. Während der Demodulatorkreis eine möglichst verzerrungsarme NF-Spannung erzeugen soll, muß der Regelkreis eine möglichst glatte Gleichspannung

liefern. Beide Gleichrichterkreise müssen daher verschiedene Zeitkonstanten haben.

Nach der Gleichrichtung wird die Regelspannung daher noch einmal durch einen Tiefpaß gesiebt (geglättet). In der Schaltung nach Bild 1.8 bewirkt das die RC-Kombination R8/C9. Wird die Regelspannung durch einen Transistor gewonnen, so zeigen die angeführten Schaltungsbeispiele, daß recht unterschiedliche Lösungen möglich sind.

In der Schaltung nach Bild 1.7 greift man die Regelspannung am Kollektor von T6 ab. Der Kondensator C28 fungiert als ZF-Kurzschluß. Die weitere Glättung der Regelspannung besorgen R27 und C24. Mit steigender ZF-Amplitude wird die Spannung zwischen Kollektor und Masse kleiner, d. h., Vor- und 1. ZF-Stufe erhalten eine geringere Vorspannung. Damit liegt ein Beispiel für Abwärtsregelung vor.

Die demodulierte NF wird in einem gesonderten Netzwerk im Emitterkreis aufbereitet (NF-ZF-Trennung) und dem NF-Verstärker zugeführt.

Der Super E 625 ist mit relativ hoher Bandbreite ($b_{6dB} = 10 \text{ kHz}$) auch für Schaltstufenanlagen geeignet. Der NF-Verstärker wirkt stark begrenzend. Baut man C30 nicht ein, so entfällt die Begrenzerwirkung, und am Kollektor von T7 kann das unverzerrte NF-Signal abgegriffen werden. T5 arbeitet als Impedanzwandler zur Anpassung der angeschalteten Auswerteschaltung.

Etwas übersichtlicher ist die Regelspannungsgewinnung in der Schaltung nach Bild 1.18. NF- und Regelspannung werden am Kollektor von T5 abgegriffen. C21 fungiert wiederum als ZF-Kurzschluß, während das Siebglied für die Regelspannung aus R17/C13 besteht. Der Regelbereich der 2. ZF-Stufe wird gegenüber der 1. ZF-Stufe durch R13 verringert, damit die bei dem Aussteuerbereich der 2. ZF-Stufe zu erwartenden Verzerrungen in Grenzen bleiben. Eine Unterstützung der Regelwirkung erzielt man durch die Diode D1, die größere ZF-Amplituden an der Basis von T5 zur Masse kurzschließt.

Eine andere Methode, hohe ZF-Amplituden zu begrenzen, ergibt sich, wenn man mit einer in Flußrichtung gepolten Dämpfungsdiode die Kollektoren der beiden ZF-Transistoren

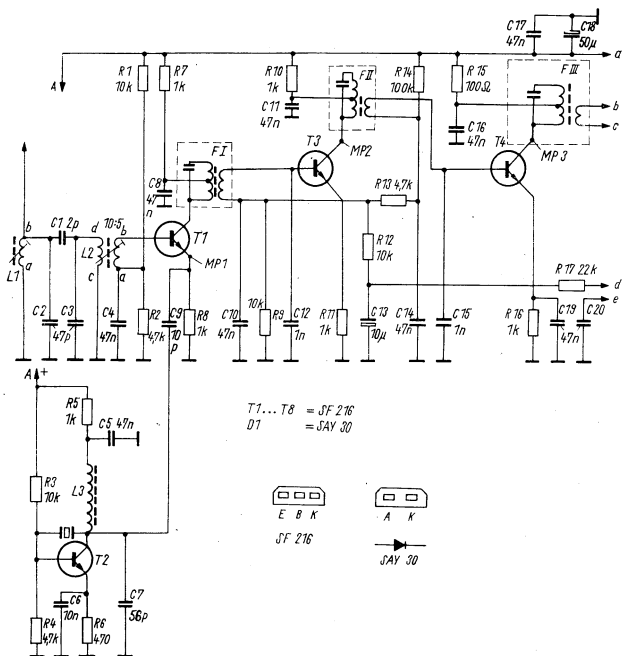
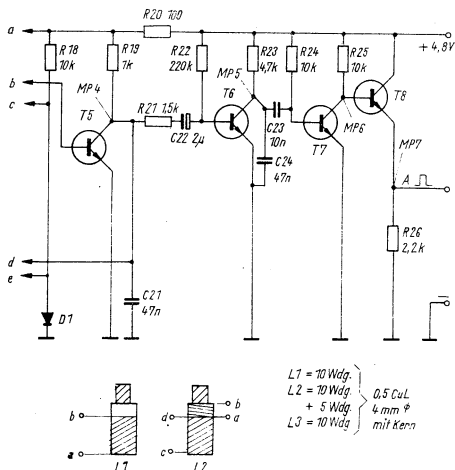


Bild 1.18 Super mit Si-Transistoren

verbindet. Dieses Verfahren wird bei kommerziellen Kleinsendern (*Mikki, Stern-Club*) angewendet.

1.2.7. NF-Verstärkerstufe des Supers

Die NF-Verstärker der Digitalanlagen werden meist 2- oder 3stufig als RC- oder direktgekoppelte, nicht geregelte Impulsverstärker ausgeführt. Bemerkenswert ist der häufig in der 1. NF-Stufe zwischen Kollektor und Masse eingeschaltete Kondensator. Er hat die Aufgabe, kurze Störimpulse un-



schädlich zu machen. Daß er außerdem die Flanken der Kanalimpulse etwas verschleift (s. Oszillogramm Bild 1.25), ist für die Funktion nicht nachteilig, da die nachfolgenden Stufen hochgradig verstärken und impulsformend wirken.

In der Schaltung nach Bild 1.8 wird der NF-Verstärker durch eine Kollektorstufe abgeschlossen, die gleichzeitig anpassend und entkoppelnd wirkt.

1.2.3. Aufbau des Supers

Dem hier vorgestellten Superaufbau legte der Verfasser die Schaltung nach Bild 1.18 zugrunde.

Es ist mit nur geringen Abänderungen die Schaltung des bewährten *Teleprop*-Supers. Sicher gibt es in der Zwischenzeit einfachere Superschaltungen, aber diese Schaltung brachte mit den Si-Miniplasttransistoren vom Kombinat VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) recht gute Ergebnisse. Die Schaltung kann man sogar bei recht gutem Erfolg mit ausgesuchten Miniplastbasteltypen bestücken.

Daneben spielten natürlich die in den vorangegangenen Ab-

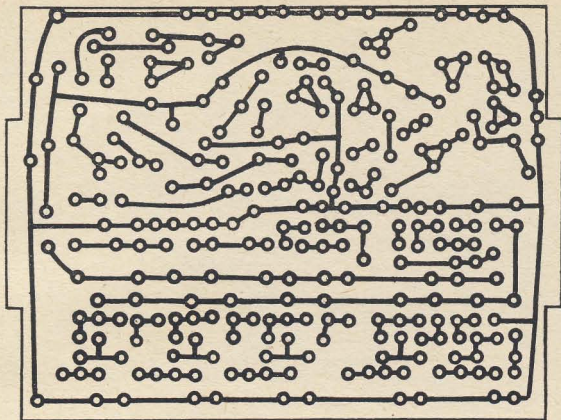


Bild 1.19 Ätzschema zur Schaltung nach Bild 1.18

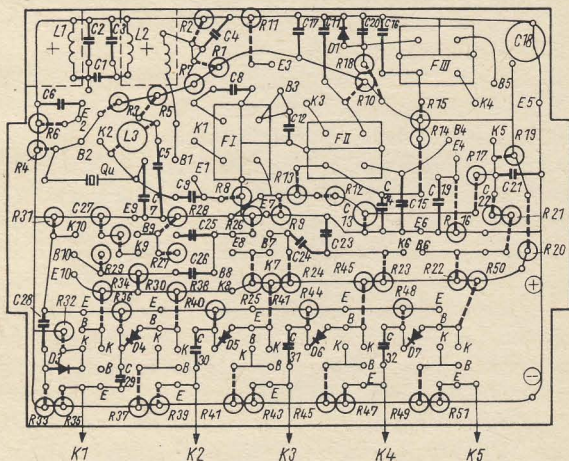


Bild 1.20 Bauelementeanordnung zur Schaltung nach Bild 1.18
(vergrößert)

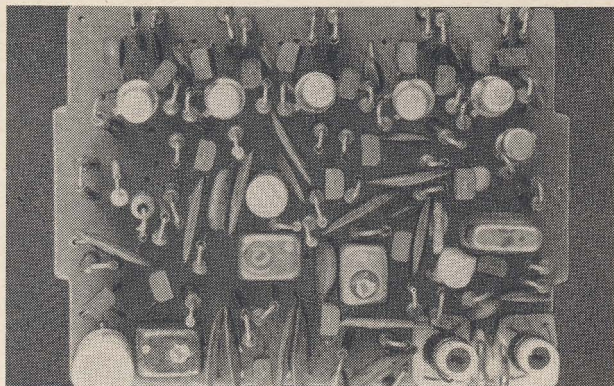


Bild 1.21 Aufbau des Supers nach Schaltung nach Bild 1.18

schnitten erörterten Gesichtspunkte ebenfalls bei der Wahl der Schaltung eine Rolle.

Zur Erleichterung des Nachbaus werden auf Bild 1.19 und Bild 1.20 die Konstruktionsunterlagen für die Superplatine (mit Dekoder) und auf Bild 1.21 das Foto eines kompletten Platinaufbaus dargestellt.

Die hier veröffentlichten Bauunterlagen sind nur als Vorschlag aufzufassen und können je nach den persönlichen Vorstellungen des Lesers abgewandelt werden.

Aus Platzgründen wurden der Super und der in Abschnitt 2.5. besprochene Dekoder auf einer Platine untergebracht. Als Platinenmaterial wähle man für Super und Servoverstärker möglichst einseitig beschichtetes glasfaserverstärktes Platinenmaterial (GFP). Dieses Platinenmaterial gewährleistet infolge seiner hervorragenden elektrischen und mechanischen Eigenschaften ein Höchstmaß an Betriebssicherheit. Ganz gleich, nach welcher Technologie man die Leiterplatte herstellt, Sauberkeit ist oberstes Gebot, denn bei der Packungsdichte der Bauelemente ist für die Leitungsbahnen nicht viel Platz vorhanden. Die Bohrungen für die Bauelemente sollte man 0,8 mm groß wählen. Als erstes paßt man die Bandfilter (3 Mikki-Filter mit gelbem Punkt) genau in die Platine ein

(Bohrungen richten sich nach den Filteranschlüssen!). Danach prüft man mit einem Ohmmeter, ob alle ZF-Spulen Durchgang haben.

Nun wickelt man die Spulen L1 und L2 und lötet sie ein. Alle Bauelemente, Widerstände, Kondensatoren und besonders Transistoren prüft bzw. mißt man vor dem Einbau. Alle Transistoren für den Super sollen eine Stromverstärkung von $B > 100$ haben. Nach den Erfahrungen des Verfassers eignen sich auch ausgemessene Miniplast-Basteltypen. Hat man die Wahl zwischen verschiedenen Si-HF-Transistoren, so wählt man die Typen mit geringster Rückwirkungskapazität und kleinstem Rauschfaktor. Je kleiner der Rauschfaktor der Verstärkertransistoren ist, um so günstiger ist der Signal/Rausch-Abstand. Damit kann bei kleinem Rauschfaktor die Empfindlichkeit des Supers wesentlich gesteigert werden.

Als nächsten Schritt baut man den Oszillator auf. Für L3 wird eine fertige Drossel ($10 \mu\text{H}$, 10 Wdg., 0,5-mm-CuL auf 4 mm Kern gewickelt) verwendet. Für den Quarz muß man sich die Steckfassung selbst herstellen oder den Quarz fest einlöten. Als Ersatz für die Quarzfassung kann man die flache 5polige Transistorsteckfassung benutzen oder eine *Zeibina*-Buchsenleiste teilen. Bevor der Aufbau der nächsten Stufen begonnen wird, überprüft man die Funktion des Oszillators (s. Abschn. 1.2.9.).

Danach lötet man die Transistoren T1, T3 bis T8 ein.

Nun wird erst der Super abgeglichen, ehe man den Dekoder aufbaut. Alle Widerstände werden stehend eingelötet, so daß man eine hohe Packungsdichte erzielt. Die Widerstände sollen 1/10-W- oder 1/20-W-Typen mit axialem Anschluß sein. Den umgebogenen Anschluß isoliert man durch ein Stück übergeschobenen Lackschlauch. Man lötet die Widerstände möglichst so in die Platine ein, daß man die gekennzeichneten Meßpunkte und Transistorenanschlüsse von oben abtasten kann.

Stückliste zum Super

R 1 =	10 k Ω	C 1 =	2 pF	keramische Scheibe
R 2 =	4,7 k Ω	C 2 =	47 pF	keramische Scheibe
R 3 =	10 k Ω	C 3 =	47 pF	keramische Scheibe

R 4 = 4,7 k Ω	C 4 = 47 nF keramische Scheibe
R 5 = 1 k Ω	C 5 = 47 nF keramische Scheibe
R 6 = 470 Ω	C 6 = 10 nF keramische Scheibe
R 7 = 1 k Ω	C 7 = 56 pF keramische Scheibe
R 8 = 1 k Ω	C 8 = 47 nF keramische Scheibe
R 9 = 10 k Ω	C 9 = 10 pF keramische Scheibe
R 10 = 1 k Ω	C 10 = 47 nF keramische Scheibe
R 11 = 1 k Ω	C 11 = 47 nF keramische Scheibe
R 12 = 10 k Ω	C 12 = 1 nF keramische Scheibe
R 13 = 4,7 k Ω	C 13 = 10 μ F/10 V Elektrolyt- kondensator
R 14 = 100 k Ω	C 14 = 47 nF keramische Scheibe
R 15 = 100 Ω	C 15 = 1 nF keramische Scheibe
R 16 = 1 k Ω	C 16 = 47 nF keramische Scheibe
R 17 = 22 k Ω	C 17 = 47 nF keramische Scheibe
R 18 = 10 k Ω	C 18 = 50 μ F/10 V Elektrolyt- kondensator
R 19 = 1 k Ω	C 19 = 47 nF keramische Scheibe
R 20 = 100 Ω	C 20 = 47 nF keramische Scheibe
R 21 = 1,5 k Ω	C 21 = 47 nF keramische Scheibe
R 22 = 220 k Ω	C 22 = 2 μ F/10 V Elektrolyt- kondensator
R 23 = 4,7 k Ω	C 23 = 10 nF keramische Scheibe
R 24 = 10 k Ω	C 24 = 47 nF keramische Scheibe
R 25 = 10 k Ω	L 1 = 10 Wdg., 0,4-mm-CuL, 5 mm $\varnothing$, mit Kern
R 26 = 2,2 k Ω	L 2 = 10/5 Wdg., 0,4-mm-CuL, 5 mm $\varnothing$, mit Kern
alle Widerstände $1/_{10}$ oder $1/_{20}$ W	
D 1 = SAY 30	T 6 = SS 216
T 1 = SF 216	T 7 = SS 216
T 2 = SF 216	T 8 = SS 216
T 3 = SF 216	F 1 = } Mikki-
T 4 = SF 216	F 2 = } Filter
T 5 = SF 216	F 3 = } mit gelbem Punkt

1.2.9. Abgleich des Supers

So, wie die Reichweite der Fernsteueranlage von dem sorgfältigen Abgleich des Senders abhängt, hat ebenfalls der präzise Abgleich des Supers wesentlichen Einfluß auf die Reichweite. Den nachfolgend beschriebenen Arbeitsschritten sollte daher die erforderliche Sorgfalt gewidmet werden.

Gute Hinweise zum Abgleich und zur Fehlersuche findet man

auch in [5]. Der Abgleich erfolgt auf einem Holztisch, der *frei* von allen störenden Geräten, besonders Metallgegenständen (Lötkolben, Zangen usw.), ist.

Für den Abgleich wird empfohlen, die beschriebene Reihenfolge der Arbeitsschritte einzuhalten:

a) *Kontrolle des Oszillators*

Wie bereits erwähnt, baut man zunächst nur den Oszillator auf und überprüft seine Funktion. Der Oszillator nimmt ohne Quarz einen Strom von etwa 2 mA auf. Wird der Quarz eingefügt, so muß der aufgenommene Strom auf 2,6 ... 2,7 mA steigen. Das ist gleichzeitig das Zeichen für das Schwingen des Oszillators. Mit allen verfügbaren Superquarzen wird die Stromaufnahme kontrolliert und muß annähernd gleiche Werte ergeben. Das Schwingen des Oszillators kann man auch mit einem Pendelaudion überprüfen (beim Schwingen des Oszillators setzt das Rauschen des Pendlers aus).

b) *Abgleich der Vorkreise*

Es werden die Transistoren T1, T3 bis T8 und die 90 cm lange Antenne eingelötet. Den eingeschalteten Sender mit Antenne stellt man in 2 ... 3 m Entfernung auf. Der Super muß nun einen Strom von etwa 8,6 mA aufnehmen. Vor dem eigentlichen Abgleich mißt man die Spannungen an den Transistoren (s. Tabelle 1.1).

Tabelle 1.1 Gleichspannungen an den Transistoren des Supers nach Bild 1.18, gemessen mit Instrument 20 k Ω /V, 6-V-Bereich, mit Signal am Eingang

	T 1	T 2	T 3	T 4	T 5	T 6	T 7	T 8
E	0,51	0,50	0,80	1,20	0	0	0	0,32
B	1,10	0,92	1,40	1,85	0,55	0,40	0,30	0,38
C	2,40	2,35	2,80	3,55	2,25	3,80	0,38	4,80

Durch Eindrehen der Kerne von L1 und L2 führt man den Vorabgleich durch, bis man an MP1 das Impulsdiagramm des

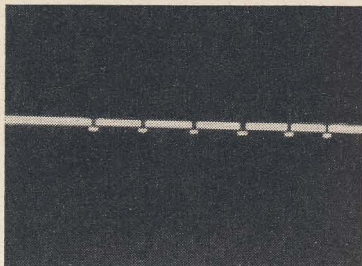


Bild 1.22
Oszillogramm
von MP1

Senders (Bild 1.22) mit sehr kleiner Amplitude auf dem Oszillografen beobachten kann. Dieses Impulsbild entsteht durch die Gleichrichterwirkung der Basis-Emitterdiode von T1.

c) *Abgleich des ZF-Verstärkers*

Zum weiteren Abgleich beobachtet man MP4 mit dem Oszillografen. Die Bandfilter sind bereits vorabgeglichen; zum endgültigen Abgleich sind also meist nur 1 oder 2 Umdrehungen des Kerns erforderlich. Durch wechselseitigen Abgleich von F I bis F III stellt man die aus Bild 1.23 und Bild 1.24 ersichtlichen Impulse auf einwandfreie Impulsform und maximale Amplitude ein. Steht kein Oszillograf zur Verfügung, so schaltet man zwischen MP4 und Masse den Vielfachmesser (Meßbereich 6 V) oder einen Kopfhörer und führt damit den Abgleich auf Maximum durch.

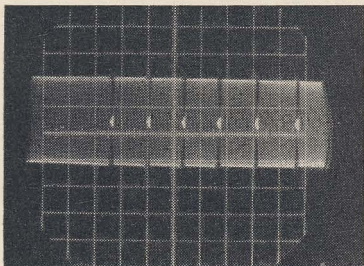
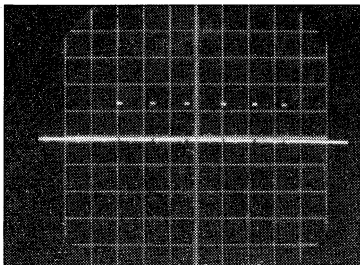


Bild 1.23
Oszillogramm
von MP3; diese Form
muß die ZF-Spannung
haben, wenn der ZF-
Verstärker optimal ab-
gestimmt wurde.
Die leichte Übersteue-
rung kommt durch die
Sendernähe zustande

Bild 1.24
Oszillogramm von
MP4; demoduliertes
ZF-Signal
(Signalfolge)



d) *Fertiger Abgleich des Supers*

Den endgültigen Abgleich führt man am besten mit einem Quarzpaar für Bandmitte (Kanal 5 oder 6, s. Tabelle 1.2) durch. Der Oszillograf bleibt an MP4 angeschlossen. Man schiebt die Senderantenne halb ein und vergrößert den Abstand zwischen Sender und Empfänger auf etwa 30 m. Dabei wiederholt man wechselweise den Abgleich von L1, L2 und F I bis F III auf maximale Amplitude und saubere Kurvenform, bis sich keine Verbesserung mehr erzielen läßt. Jetzt kontrolliert man mit den verfügbaren Quarzpärchen, daß jeweils gleiche Ergebnisse erzielt werden (eventuell Abgleich etwas korrigieren). Dann führt man einen Reichweitetest durch, den man nach Aufbau der kompletten Anlage mit einem Servo abwechselnd an allen Propkanälen wiederholt.

Bild 1.25
Oszillogramm von
MP5; verstärkte
Impulse

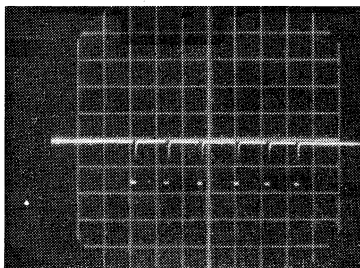
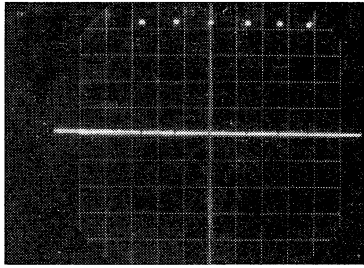


*Tabelle 1.2 Kanalaufteilung des 27,12-MHz-Fernsteuerbandes
mit den Empfängerquarzfrequenzen für
 $ZF = 460 \text{ kHz}$ und $ZF = 455 \text{ kHz}$*

Kanal	Fern- steuer- kanal	Sender- quarz- frequenz in MHz	Empfängerquarzfrequenz in MHz	
			für $ZF = 460 \text{ kHz}$	für $ZF = 455 \text{ kHz}$
1		26,965	26,505	26,510
2	1	26,975	26,515	26,520
3		26,985	26,525	26,530
4	2	26,995	26,535	26,540
5		27,005	26,545	26,550
6		27,015	26,555	26,560
7	3	27,025	26,565	26,570
8		27,035	26,575	26,580
9	4	27,045	26,585	26,590
10		27,055	26,595	26,600
11		27,065	26,605	26,610
12	5	27,075	26,615	26,620
13		27,085	26,625	26,630
14	6	27,095	26,635	26,640
15		27,105	26,645	26,650
16		27,115	26,655	26,660
17	7	27,125	26,665	26,670
18		27,135	26,675	26,680
19	8	27,145	26,685	26,690
20		27,155	26,695	26,700
21		27,165	26,705	26,710
22	9	27,175	26,715	26,720
23		27,185	26,725	26,730
24	10	27,195	26,735	26,740
25		27,205	26,745	26,750
26		27,215	26,755	26,760
27	11	27,225	26,765	26,770
28		27,235	26,775	26,780
29		27,245	26,785	26,790
30	12	27,255	26,795	26,800
31		27,265	26,805	26,810
32		27,275	26,815	26,820

Bild 1.26
Oszillogramm von
MP7; verstärkte und
geformte Impulse



e) *Überprüfung der Stufen*

Nach ZF-Abgleich vergleicht man die Form der Impulse an den einzelnen Meßpunkten mit den Abbildungen (Bild 1.23 bis Bild 1.26). In der Regel werden jetzt keine Korrekturen mehr erforderlich sein, und man hat die Gewähr, daß alle Stufen einwandfrei arbeiten.

In Bild 1.27 sind noch einmal die Signalformen an den einzelnen Meßpunkten in einem Diagramm dargestellt.

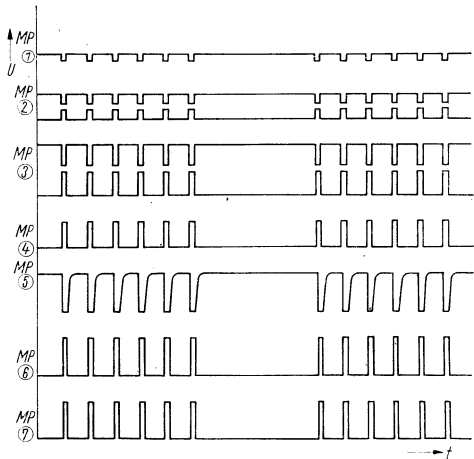


Bild 1.27 Impulsdiagramm des Supers nach Bild 1.18

2. Dekoder

2.1. Vorbemerkungen

Das Impulsdiagramm (Bild 1.27) birgt die Proportionalinformation für alle 5 Fernsteuerkanäle. Um nun die den Kanälen zugeordneten Aufschalteinrichtungen mit diesen Informationen speisen zu können, müssen die Impulse wieder voneinander getrennt werden. Zu diesem Zweck wurden verschiedene Zählschaltungen für die Fernsteuertechnik entwickelt, von denen die 4 gebräuchlichsten vorgestellt werden.

Man findet dabei einfache logische Schaltungen, bestehend aus Speicherelementen (bistabile Multivibratoren — BMV) und Verknüpfungselementen (Transistor- oder Diodengatter), aber auch Ringzählerschaltungen. Für einen kompletten Dekoder werden die Bauunterlagen vorgestellt, und der Aufbau wird in Abschnitt 2.5. beschrieben.

2.2. Dekoder mit Transistorgatter

Der Dekoder besteht aus 2 oder 3 bistabilen Multivibratoren (elektronischen Speichern) und Verknüpfungsschaltungen (Konjunktionen).

Bistabiler Multivibrator (BMV)

Unabhängig davon, wie der BMV eingesetzt wird, hat er folgende Eigenschaften:

- Er hat 2 stabile Betriebszustände.
- Die Rückkopplung führt den BMV von einem Betriebszustand in den anderen über. Dieser Kippvorgang wird ausgelöst von einem Impuls mit einer Mindestamplitude und unterhalb der Grenzfrequenz des BMV.
- Die Schaltung verharrt beliebig lange in einem stabilen Zustand, sofern kein Umschaltimpuls eintrifft. Der je-

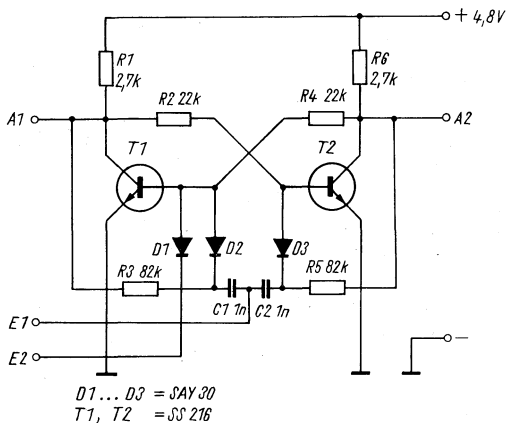


Bild 2.1 Bistabiler Multivibrator

weilige Betriebszustand ist durch den vorangehenden Impuls bestimmt.

Diese Eigenschaften werden für die Dekodierung des Digitalsignals ausgenutzt.

Der Funktionserläuterung wird zunächst eine BMV-Schaltung zugrunde gelegt (Bild 2.1).

Der gemeinsame Eingang für beide Stufen ist Punkt E1. Der Ansteuerimpuls wird über C1 und C2 eingekoppelt.

Die Dioden D2 und D3 bilden mit den Widerständen R3 und R5 ein Vorbereitungsnetzwerk. Die Dioden sind durch die Widerstände so vorgespannt, daß immer nur negative Impulse an den gerade geöffneten bzw. leitenden Transistor gelangen können. Dadurch erreicht man eine weitgehende Sicherung der Schaltung gegen Störimpulse. Die Koppelkondensatoren C1 und C2 bilden mit R3 und R5 Differenzierglieder, so daß über die Diode nur Nadelimpulse an die Basis des Transistors geschaltet werden. Daher können am Punkt E1 auch Rechteckimpulse zur Umschaltung des bistabilen Multivibrators eingespeist werden. Zur Erläuterung der Arbeitsweise der Schaltung nach Bild 2.1 sei ein beliebiger Betriebszustand angenommen, z. B. T1 leitend und T2 gesperrt.

Das Kennzeichen des BMV ist die Gleichstromkopplung beider Stufen. Die Koppelwiderstände R2 und R4 sind zugleich die Basisvorwiderstände für T1 und T2.

Trifft nun ein negativer Ansteuerimpuls über D2 auf die Basis von T1, so entsteht am Kollektorwiderstand von T1 (Punkt a) ein positiver Impuls, der über R2 auf die Basis von T2 gelangt. In T2 steigt demzufolge der Kollektorstrom; am Punkt A2 tritt dadurch ein negativer Impuls auf, der über R4 auf T1 rückgekoppelt wird und T1 endgültig sperrt. Der BMV hat damit seinen zweiten stabilen Zustand erreicht.

Der nächste negative Ansteuerimpuls am Punkt E1 läßt nach dem gleichen Vorgang den bistabilen Multivibrator in seinen ersten Zustand zurückspringen.

Die Dioden D2 und D3 haben nicht nur die Aufgabe, die positiven Impulse zu sperren, sondern verbessern gleichzeitig das Schaltverhalten der Transistoren. Die Diode D1 wird benötigt, um über einen weiteren Impuls den bistabilen Multivibrator in einen definierten Schaltzustand, den Startzustand des Dekoders, zu versetzen. Die Bedeutung dieser Schaltmaßnahme wird dann bei der Zusammenschaltung im Dekoder klar.

Das Schaltverhalten des bistabilen Multivibrators übersieht man am besten am Impulsdigramm (Bild 2.2). Daran erkennt

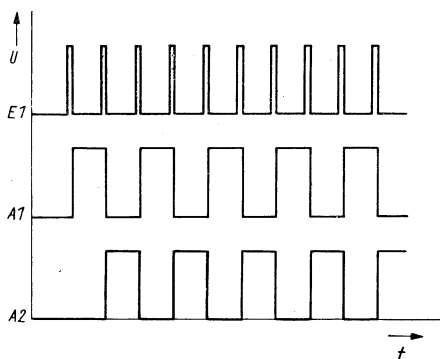


Bild 2.2. Impulsdigramm des bistabilen Multivibrators

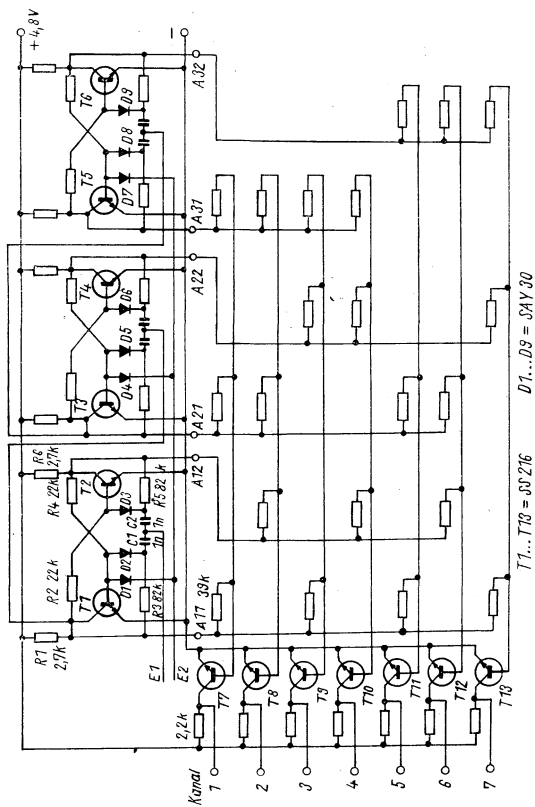


Bild 2.3 Dekoder mit 3 bistabilen Multivibratoren

man, daß der bistabile Multivibrator für 2 Ansteuerimpulse immer 1 Ausgangsimpuls liefert. Dieses Verhalten des BMV, daß er sich mit Impulsen einer Polarität umschalten läßt, nutzt man zum Aufbau eines Binärzählers, der auch als Zähl-schaltung bezeichnet wird. Den im Impulsteil des Senders als Impulsfolge aneinandergereihten Einzelimpulsen entspricht in der Reihenfolge 1 bis 7 jeweils ein Fernsteuerkanal. Es kommt nun darauf an, diese Impulsfolge wieder so in Einzelimpulse zu zerlegen, daß jeder Impuls von definierter Länge (Proportionalinformation) *seinem* Kanal zugeordnet wird. Also 1. Impuls zu Kanal 1, 2. Impuls zu Kanal 2 usw. Das kann man nun in einfacher Weise mit dem bistabilen Multivibrator verwirklichen. Man schaltet 3 bistabile Multivibratoren mit jeweils 2 Ausgängen zu einer Zählkette (Bild 2.3). Das Verhalten einer solchen Schaltung kann man für den vorgesehenen Zweck sogar vorteilhaft durch eine Logiktablelle beschreiben (Tabelle 2.1). Die Impulse am Eingang werden fort-

Tabelle 2.1 Logiktablelle für den Dekoder nach Bild 2.3

E	A 11	A 12	A 21	A 22	A 31	A 32
0	L	O	L	O	L	O
1	O	L	L	O	L	O
2	L	O	O	L	L	O
3	O	L	O	L	L	O
4	L	O	L	O	O	L
5	O	L	L	O	O	L
6	L	O	O	L	O	L
7	O	L	O	L	O	L
8	L	O	L	O	L	O

laufend numeriert. Dann treten an den Ausgängen A11 bis A32 die aus der Tabelle ersichtlichen Schaltzustände auf. Damit entspricht Zustand 8 dem Zustand 0, oder mit anderen Worten, nach Durchgang von 8 Impulsen hat die Zählkette nach Bild 2.3 ihren Ausgangszustand wieder erreicht. Diese Tabelle läßt nun auch erkennen, wie man die Zählkette zum Sortieren der Impulse benutzen kann. Die Umschaltung

der Zählkette erfolgt im Takt der vom Sender empfangenen Impulse. Um den 1. Impuls auszusortieren, verknüpft man die Ausgänge A11, A21 und A31 miteinander, für den 2. Impuls die Ausgänge A11, A22 und A31 usw. Dabei ist zu beachten, daß der eintreffende 1. Nadelimpuls dem Zustand 0, der 2. Nadelimpuls dem Zustand 1 usw. auf der Logiktafel nach Tabelle 2.1 entspricht. Ein Kanalimpuls liegt damit immer zwischen 2 Nadelimpulsen. Beim Kanalimpuls des Kanals 1 wird die Anstiegsflanke durch den 1. Nadelimpuls und die Abfallsflanke durch den 2. Nadelimpuls hervorgerufen. Der 2. Nadelimpuls bewirkt dann gleichzeitig die Anstiegsflanke des Kanalimpulses von Kanal 2. Bei einer 5-Kanal-Anlage muß also der Impulsverstärker 6 Nadelimpulse liefern, wobei die Proportionalinformation im veränderlichen Impulsabstand steckt. Das wird deutlich, wenn man die Impulsdigramme (Bild 1.27 und Bild 2.12) untereinander vergleicht. Unter Anwendung der Tabelle und der eben formulierten Schlußfolgerung verknüpft man die Ausgänge durch eine geeignete Verknüpfungsschaltung (Konjunktion-Und-Verknüpfung). Eine Konjunktion in RT-Technik ist in Bild 2.4 dargestellt. Die Spannung an der Basis des Transistors T hängt von der Anzahl der Eingänge ab, an denen Massepotential liegt. Die Schaltung kann so dimensioniert werden, daß der Transistor nur dann gesperrt ist, wenn alle Eingänge Massepotential führen. Diesen Fall realisiert man durch Zusammenschalten der Konjunktion mit der Zählkette auf Bild 2.3. Massepotential am Eingang 1 bis 3 der Konjunktion bzw. am Ausgang der Zählkette erhält man, wenn sich der zugehörige Tran-

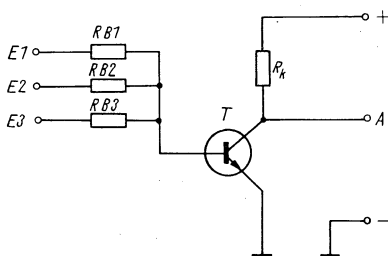


Bild 2.4
RT-Konjunktion

sistor des bistabilen Multivibrators in der Zählkette im leitenden Zustand befindet (s. Logiktablelle).

Damit wäre ein kompletter Dekoder für eine digitale Fernsteuerung mit impuls-längenvariabler Proportionalwertübertragung aufgebaut.

Aus der Logiktablelle erkennt man, daß bei Einsatz von 2 bistabilen Multivibratoren im Dekoder auch der 3-Kanal-Betrieb verwirklicht werden kann. Für viele Fernsteuerzwecke ist das ausreichend und als Erstaufbau sogar zu empfehlen. Allerdings müssen dann die Vorwiderstände der Konjunktionen neu dimensioniert werden.

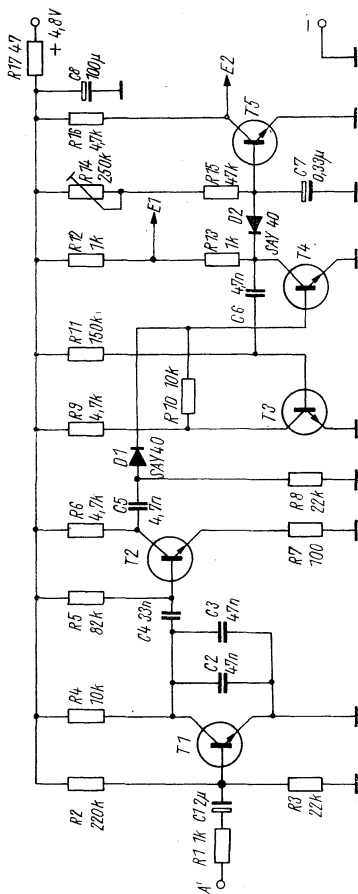
Nun ist aber noch einiges zur Synchronisation des Dekoders zu sagen.

Wie schon bei der Funktionsbeschreibung des Senders erwähnt, wird die Pause zwischen den Impulsfolgen zur Synchronisation benutzt. Das ist unbedingt erforderlich, wenn man bedenkt, daß ein fehlender Impuls oder ein Störimpuls den Dekoder in seiner Zählstellung völlig durcheinanderbrächte, begänne nicht jede Impulsfolge laut Logiktablelle bei der Zählerstellung 0. Diese Notwendigkeit noch näher zu erläutern, erübrigt sich. Das Rückstellen der Zählkette auf die Stellung 0 nach jeder Impulsfolge, ganz gleich, ob sie länger oder kürzer als zulässig war, übernimmt die Pausenerkennung. Für die Pausenerkennung ist daher eine spezielle Schaltung vorzusehen. Zur Pausenerkennung ist der Transistor T5 mit seinen Schaltgliedern eingesetzt (Bild 2.5).

Über die Diode D2 wird der Kondensator C7 negativ aufgeladen und damit T5 gesperrt. Der Kondensator C7 hat das Bestreben, sich über R14/R15 zu entladen. Solange die Kanalimpulse eintreffen, kann sich C1 nicht vollständig über R14/R15 entladen, sondern erst in der Impulspause. Dann erst erhält der Transistor T5 über R14/R15 eine positive Basisspannung und gelangt in den leitenden Zustand.

Die Folge davon ist am Kollektor von T5 ein negativer Spannungssprung (Impuls), der über die Dioden D1, D4 und D7 die Zählkette, bestehend aus 3 BMV (Bild 2.3), in die Startstellung (s. Tabelle 2.1) zurückschaltet.

Damit ist gewährleistet, daß der Zähler, ganz gleich, in wel-



T 1 ... T 5 = 50 216

Bild 2.5 Impulsverstärker und Pausenerkennung zum Dekoder nach Bild 2.3

cher Stellung er sich gerade befindet, durch die Impulspause in die Startstellung zurückgeschaltet, d. h. synchronisiert wird.

Die einwandfreie Synchronisation wird durch die Zeitkonstante $T = 0,7 \cdot (R14 + R15) \cdot C7$ bestimmt, die man durch Verändern von R14 auf die in der Digitalfernsteuerung üblichen Impulspausen einstellen kann (immer auf die kürzeste Impulspause abgleichen!). Auch wenn die Pausenerkennung in der logischen Folge der Funktionserläuterung nach dem Dekoder besprochen wurde, ist doch zu beachten, daß die Schaltung nach Bild 2.5 an die Demodulatorstufe des Supers anschließt und erst danach der eigentliche Dekoder (Bild 2.3) angeschaltet wird.

2.3. Dekoder mit Diodengatter

Neben Verknüpfungsgliedern mit Transistoren sind auch solche mit Dioden gebräuchlich.

Der nachfolgend beschriebene Dekoder (Bild 2.6) ist gewissermaßen die empfängerseitige Ergänzung zu dem Schaltstufenkoder von Band 1.

Die Aufgabe des Dekoders besteht auch hier darin, die Einzelimpulse der Impulsfolge so zu sortieren, daß jeder Schaltstufe der ihr bestimmte Impuls zugeführt wird. Der Dekoder enthält zu diesem Zweck einen Speicher, bestehend aus 2 BMV und einem Diodengatter zur Verknüpfung der Ausgänge. Die Transistoren T1 bis T3 arbeiten als reine Impulsverstärker. T4 hat als Pausenerkennung den Dekoder mit dem Sender zu synchronisieren.

Die RC-Glieder R9/C4, R14/C5 bis R20/C7 an den Eingängen der BMV bilden Differenzierglieder für die ankommenden Schaltimpulse und spannen die Dioden D3, D4 bis D6 vor, so daß nur positive Nadelimpulse die Stufe des BMV schalten, die zählbereit ist. Die Funktion der Zählhaltung ist am einfachsten an Hand der Logiktafel zu übersehen (Tabelle 2.2). Das demodulierte und verstärkte Signal wird am Eingang in den Dekoder eingespeist. Damit ergeben sich für die einzelnen

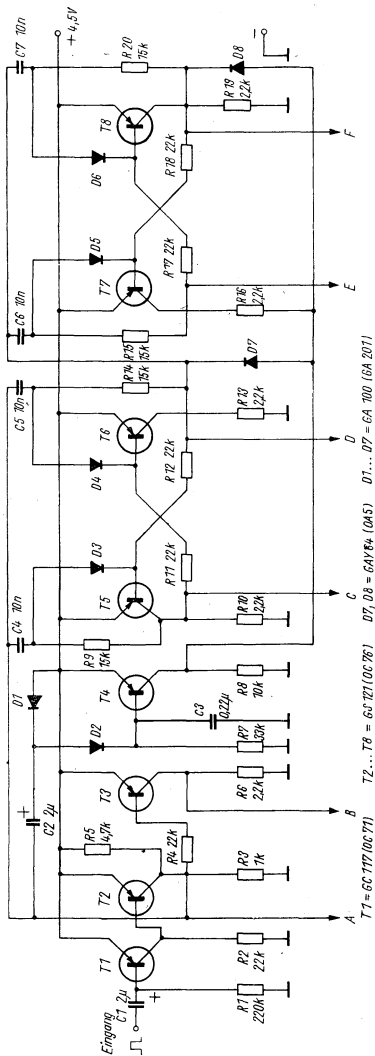


Bild 2.6 Dekoder für eine Digitalstufenanlage mit Diodenmatrix und angeschlossener Schaltstufe

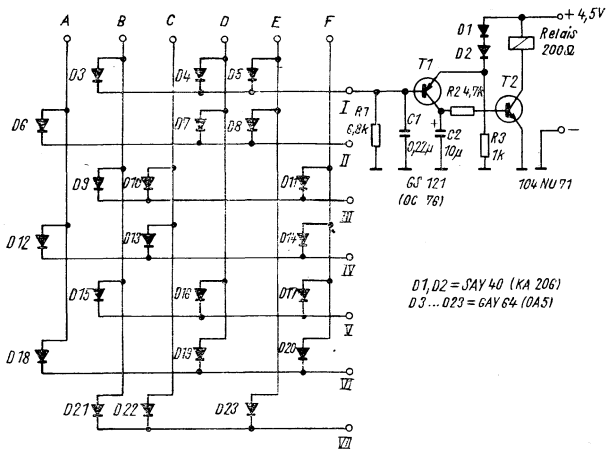


Tabelle 2.2 Logiktablelle zum Dekoder nach Bild 2.6

	A	B	C	D	E	F
1	O	L	O	L	L	O
2	L	O	O	L	L	O
3	O	L	L	O	O	L
4	L	O	L	O	O	L
5	O	L	O	L	O	L
6	L	O	O	L	O	L
7	O	L	L	O	L	O
8	L	O	L	O	L	O

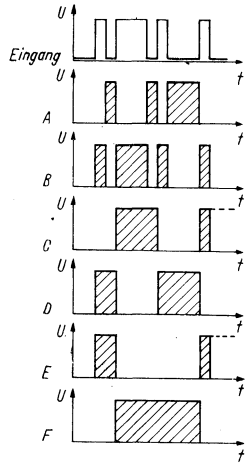


Bild 2.7
Impulsdiagramm des Dekoders
nach Bild 2.6

Ausgänge A bis F die aus dem Impulsdiagramm (Bild 2.7) ersichtlichen Schaltzustände. Daraus läßt sich die Logiktablelle herleiten.

Dadurch, daß man die Impulspausen ebenfalls zur Kodierung ausnutzt, bestehen die ersten beiden Stufen des Dekoders aus normalen direktgekoppelten Verstärkerstufen und die restlichen Dekoderstufen aus zwei bistabilen Multivibratoren.

Damit ergibt sich schaltungsmäßig eine geringe Vereinfachung gegenüber der Proportionalanlage; in der prinzipiellen Funktion besteht allerdings kein Unterschied. Zur Pausenerkennung und damit zur Synchronisierung arbeitet T4 in der bekannten Weise. Über D2 wird C3 positiv aufgeladen und sperrt T3. Wenn sich C3 in der Impulspause über R7 entladen hat, kippt T4 in den leitenden Zustand zurück und liefert den Rückstellimpuls für die Zählkette über D7 und D8 an die bistabilen Multivibratoren.

An den Dekoder werden die Schaltstufen angeschlossen. Aus der Logiktablelle gewinnt man wieder das Verknüpfungsschema für die Ansteuerung der Schaltstufen (Bild 2.6).

Für die Verknüpfungsschaltung wurde ein Diodengatter geschaltet, es handelt sich also um die DT-Technik im Unterschied zur RT-Technik (Widerstand — Transistor) bei der Proportionalanlage.

Die Schaltstufe ist von allen Baustufen der Anlage die einfachste Grundeinheit. Die Transistoren T1 und T2 arbeiten in einer modifizierten *Dahlander*-Schaltung zur Erzielung eines hohen Eingangswiderstands und hoher Stufenverstärkung.

Bei den langen Impulsen (entspricht dem getasteten Kanal im Sender) wird C2 so weit aufgeladen, daß an der Basis von T2 positives Potential liegt. Damit wird T2 leitend, und das Relais zieht an.

2.4. Dekoder mit Vierschichtdiode (VSD)

Den in den vorangegangenen Abschnitten beschriebenen Dekodern haftet der Nachteil an, daß sie Verknüpfungsschaltungen benötigen. Die Überlegungen gingen also dahin, die Kanalimpulse direkt den Zählstufen zu entnehmen. Die Lösung dafür wurde in Form von Ringzählern gefunden. In modernen Proportionalanlagen sind Ringzähler mit Vierschichtdioden (VSD) oder deren Ersatzschaltung (VSDE) bestückt. Als VSD käme der sowjetische Typ *KN 102A* in Frage. Gleich gute Ergebnisse lassen sich mit der VSDE erzielen, die dazu den Vorteil hat, daß man sie mit Transistoren vom Kombinat VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) realisieren kann. Da zwischen der VSD und der VSDE kein Unterschied in der Funktion besteht, wird nur die Arbeitsweise der VSD erläutert. Danach wird die Funktion der kompletten Dekoderschaltung erklärt.

Die Vierschichtdiode (Bild 2.8) ist ein elektronischer Schalter mit 2 stabilen Zuständen. In dieser Eigenschaft ist das Bauelement direkt mit dem bistabilen Multivibrator vergleichbar. Im Gegensatz zu dem in der Leistungselektronik vielfach verwendeten Thyristor (steuerbarer Gleichrichter) hat die VSD 2 Steuerelektroden, den katodenseitigen (GK) und den anodenseitigen (GA) Steueranschluß ($G \triangleq \text{Gate} = \text{Tor}$). Für

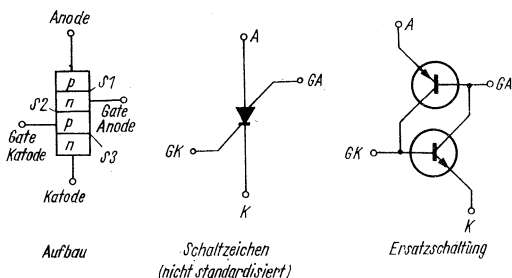


Bild 2.8 Vierschichtdiode

die VSD sind auch die Bezeichnungen „Silizium-Tetrode“ und „Thyristor-Tetrode“ gebräuchlich.

Die VSD und ihre Ersatzschaltung zeichnen sich durch folgende besondere Eigenschaften aus:

- Zündmöglichkeit ohne Verwendung einer Steuerelektrode durch Überschreiten der Schaltspannung;
- erweiterte Zünd- und Löschmöglichkeiten durch den Zugang zu beiden Steuerelektroden, und zwar Zünden durch positive und Löschen durch negative Steuerimpulse am katodenseitigen Steueranschluß oder wahlweise;
- Zünden durch negative und Löschen durch positive Steuersignale am anodenseitigen Steueranschluß;
- Löschen der VSD durch Unterbrechen des Anodenstroms oder Umkehr der Anodenspannung;
- sehr kurze Schaltzeiten;
- geringe Steuerleistung und
- einstellbarer Haltestrom (durch Ändern der Beschaltung des Elements).

Aufbau der Vierschichtdiode (VSD)

Wie schon der Name andeutet, besteht die Vierschichtdiode aus einer Vierschicht-Halbleiter-Anordnung mit der Zonenfolge pnpn. Die Zonenfolge des Bauelements mit den Bezeichnungen für die Anschlußelektroden und das Schaltzeichen der VSD sind in Bild 2.8 wiedergegeben. Aus diesem Aufbau kann

man dann sofort die Ersatzschaltung der Vierschichtdiode herleiten, die aus 2 zusammengeschalteten Komplementärtransistoren besteht. Die Transistoren werden so miteinander verbunden, daß jeweils der Basisanschluß des einen mit dem Kollektoranschluß des anderen identisch ist.

Funktion der Vierschichtdiode (VSD)

Legt man an diese Vierschichtanordnung eine Spannung an, und zwar den Pluspol der Versorgungsspannung über einen Vorwiderstand an die Anode A und den Minuspol an die Katode K, so befinden sich 2 der 3 vorhandenen pn-Übergänge, die Schichten S1 und S3, in leitendem Zustand, der mittlere pn-Übergang ist gesperrt. An ihm fällt die angelegte Spannung ab; es fließt daher nur ein sehr kleiner Strom durch die Vierschichtanordnung. Entscheidend für das Zündverhalten sind die Kollektorrestströme des npn- und des pnp-Transistors und die Stromverstärkung der beiden Transistoren bei diesen Restströmen.

Der Strom I setzt sich aus 3 Komponenten zusammen:

- dem Reststrom I_0 über die gemeinsame Sperrschicht S2,
- dem Kollektorstrom des pnp-Transistors $I \cdot A_{\text{pnp}}$ und
- dem Kollektorstrom des npn-Transistors $I \cdot A_{\text{nnp}}$.

Man erhält den Zusammenhang

$$I = I_0 + I \cdot A_{\text{pnp}} + I \cdot A_{\text{nnp}} \quad (13)$$

und nach Auflösung die Beziehung

$$I = \frac{I_0}{1 - (A_{\text{pnp}} + A_{\text{nnp}})} \quad (14)$$

A_{pnp} und A_{nnp} bedeuten dabei die Stromverstärkungsfaktoren des pnp- und des npn-Transistors in Basisschaltung.

Mit der Erhöhung der außen angelegten Spannung steigt der in der Vierschichtanordnung fließende Strom ebenfalls an, und die Stromverstärkungsfaktoren, die bei kleinen Strömen zunächst sehr gering sind, nehmen zu. In diesem Augenblick, da der Klammerausdruck $A_{\text{pnp}} + A_{\text{nnp}} = 1$ ist (Zündbedingung), tritt zwischen den Transistoren ein Rückkopplungsvorgang auf, der zum Zünden der Anordnung führt (Übergang

vom hochohmigen in den niederohmigen Zustand). Der Strom I wird dabei praktisch nur durch den außen angeschalteten Vorwiderstand begrenzt. Die Spannung, bei der die Zündbedingung erfüllt wird, heißt Schaltspannung U_s . Umgekehrt wird durch die Reduzierung des fließenden Stroms I , z. B. durch Vergrößerung des Vorwiderstandes, bei einem bestimmten Strom die Zündbedingung nicht mehr erfüllt, so daß die Anordnung wieder vom leitenden in den gesperrten Zustand zurückkippt; die Vierschichtanordnung löscht wieder. Dieser kleinste Strom des niederohmigen Bereichs wird als Haltestrom I_H bezeichnet.

Man erhält für die Vierschichtanordnung die Kennlinie nach Bild 2.9 mit den charakterisierten Kennwerten Schaltspannung U_s und Haltestrom I_H .

Die Größe $(A_{pnp} + A_{npn})$ kann auch über die Steuerelektroden beeinflusst werden (Betrieb als Thyristor und abschaltbarer Thyristor). Ein über den katodenseitigen Steueranschluß zugeführter positiver oder negativer Steuerstrom vergrößert oder verkleinert A_{npn} . Die gleichen Überlegungen gelten für den anodenseitigen Steueranschluß.

Dadurch wird es möglich, den Vierschichter auch bei Spannungen, die unterhalb der Schaltspannung U_s liegen, einzuschalten und auch bei Strömen, die größer als der Haltestrom I_H sind, über eine Steuerelektrode abzuschalten.

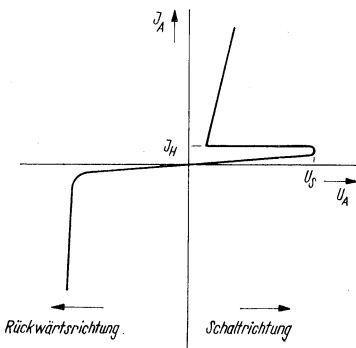
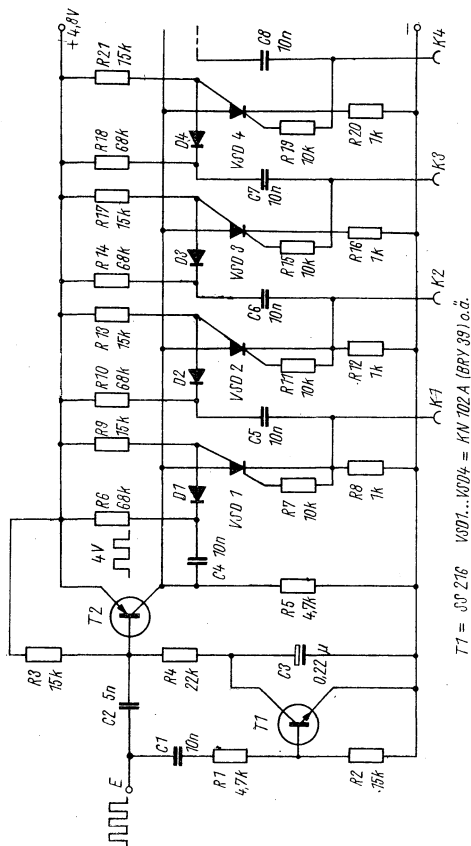


Bild 2.9
Kennlinie der
Vierschichtdiode



$T1 = 30\ 216$ $VSD1...VSD4 = KN\ 102\ A\ (BRV\ 39)\ o.\ddot{a}.$
 $T2 = KF\ 272a.\ddot{a}.$
 $D1... D4 = SAY\ 30$

Bild 2.10 Dekoder mit Vierschichtdioden

Die Arbeitsrichtung der Anordnung mit den 2 stabilen Zuständen (Sperrzustand und Durchlaßzustand) bezeichnet man als Schaltrichtung oder Vorwärtsrichtung (Anode positiv gegen Katode). Für die inverse Richtung (Anode negativ gegen Katode), die auch als Rückwärtsrichtung bezeichnet wird, ergibt sich als die kennzeichnende Größe die inverse Abbruchspannung U_{ab} , die sich aus der Summe der Abbruchspannungen der beiden Schichten S1 und S3 zusammensetzt. In dieser Rückwärtsrichtung besteht kein Schaltverhalten. Die inverse Abbruchspannung darf nicht überschritten werden.

Mit einer solchen Vierschichtdiode bzw. Vierschichtdioden-Ersatzschaltung kann man nun einen kompletten Ringzähler aufbauen. Ein Ringzähler besteht aus einer Reihe zu einem Ring zusammengeschlossener bistabiler Stufen, die so miteinander gekoppelt sind, daß sich immer nur eine Stufe im Zustand „L“ und alle anderen im Zustand „O“ befinden. Nach jedem Eingangsimpuls wird der Zustand „L“ auf die folgende Stufe übertragen. Zum Verständnis für die Lösung dieses Problems muß man nun die komplette Zählhaltung betrachten (Bild 2.10).

Diese Zählhaltung, im weiteren als Dekoder bezeichnet, besteht aus der Impulsformerstufe, der Synchronisierstufe (Pausenerkennung) und den eigentlichen Zählstufen.

Zur besseren Verständlichkeit betrachtet man noch einmal die Impulskette für 5-Kanal-Betrieb, dargestellt in Bild 1.27. Der vorangeschaltete Impulsverstärker hat die Aufgabe, die vom Demodulator kommenden Impulse zu verstärken und zu formen, so daß an der Basis von T1 und T2 einwandfreie positive schmale Rechteckimpulse (Nadelimpulse) anliegen.

Die Pausenerkennung (Pause zwischen den Impulsfolgen) übernimmt T1. Dieser Transistor verstärkt die Impulse und lädt damit C3 auf. So lange Impulse in kurzer Folge ankommen, kann sich C3 nicht entladen. Damit erhält T2 über R4 eine negative Vorspannung und wird leitend. Wenn aber T2 leitend ist, sind die Zählstufen an die positive Spannung geschaltet und damit betriebsbereit.

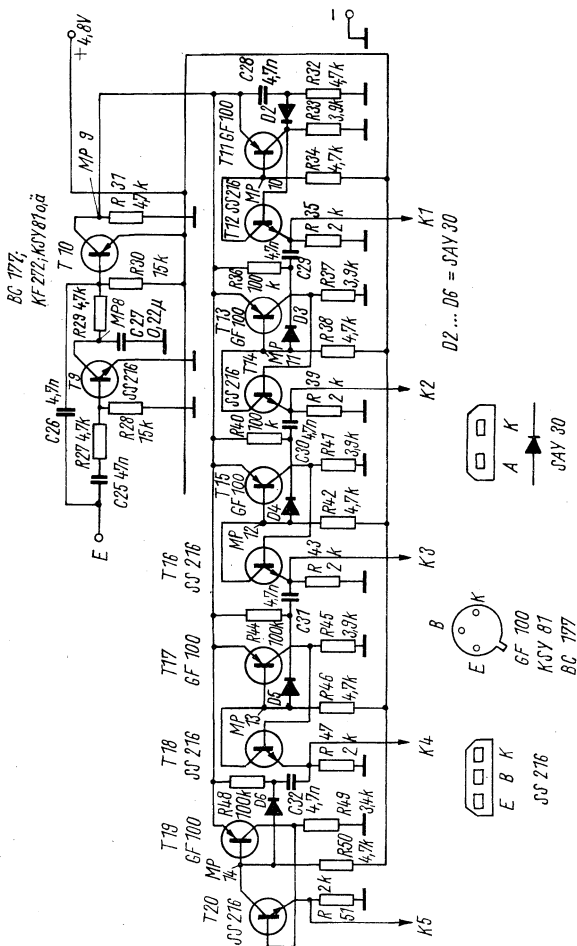
In der Pause zwischen zwei Impulszyklen entlädt sich C3 so weit, daß T2 sperrt.

Damit ist die Zuführung der positiven Betriebsspannung zu den Anoden aller VSD im Ringzähler unterbrochen. Die Anoden liegen über dem Widerstand R5 am negativen Potential, und demzufolge sind alle VSD gesperrt (Zustand 0).

Der 1. Impuls eines Zyklus lädt C3 auf, T2 wird leitend. Damit wird C4 am Eingang der 1. Zählerstufe durch das Anlegen der negativen Betriebsspannung umgeladen. Der so entstandene negative Impuls gelangt über D1 an GA von VSD1 und schaltet die 1. Stufe in den Zustand L. Dieser Zustand bleibt so lange erhalten, bis der nächste positive Nadelimpuls an die Basis von T1 gelangt. Dieser Nadelimpuls verringert den Strom durch T2 kurzzeitig, sperrt ihn aber nicht vollständig. Damit verringert sich auch der Strom durch VSD1 geringfügig, so daß am Arbeitswiderstand R6 zunächst eine Spannungsänderung in negativer Richtung und danach in positiver Richtung erfolgt, wenn der Strom durch die VSD den vollen Wert wieder annimmt. Dieser negative Spannungssprung wird über R7 an GK geführt und schaltet die VSD1 in den Zustand 0.

Der so entstandene positive Impuls, Zeit zwischen Ein- und Ausschalten der Stufe, wird am Arbeitswiderstand R8 abgegriffen und dem zugehörigen Servoverstärker zugeführt. Die Impulslänge entspricht genau dem Abstand zweier Nadelimpulse und damit auch der im Sender eingestellten Impulslänge des jeweiligen Kanals.

Durch das Sperren der VSD1 entsteht an ihrem Arbeitswiderstand R8 ein negativer Spannungssprung, der an C5/R10 differenziert über D2 an das Anoden-Gate (GA) der VSD2 der 2. Zählerstufe gelangt und diese in den Zustand L schaltet. Der oben geschilderte Ablauf wiederholt sich nun in jeder Zählerstufe, und am Ausgang jeder Stufe kann der ihr zugehörige längenproportionale Impuls für den Servoverstärker abgegriffen werden. Ist ein Impulszyklus durchgelaufen, so wird der Ringzähler synchronisiert, d. h., alle Stufen, ganz gleich, in welchem Zustand sie sich befinden, werden ausgeschaltet (Zustand 0). In der Impulspause entlädt sich C3, in der Folge davon sperrt T2. Damit wird der Haltestrom aller VSD des Zählers unterbrochen, alle Zählstufen befinden sich im Zu-



stand 0. Der 1. eintreffende Impuls macht den Ringzähler zählbereit, und der geschilderte Ablauf beginnt von neuem. Sicher ist der VSD-Dekoder in seiner Einfachheit nur noch durch Dekoder mit integrierten Schaltkreisen zu überbieten, aber er hat einen Nachteil, VSD sind schwer beschaffbar und haben hohe Preise.

Die gleiche Ringzählerfunktion läßt sich aber durch die Vierschichtdioden-Ersatzschaltung (VSDE) in gleicher Qualität realisieren. Da die VSDE wie die VSD-Schaltung arbeitet, wird ihre Funktion nicht noch einmal ausführlich erläutert.

2.5. Dekoder mit Vierschichtdioden-Ersatzschaltung (VSDE)

Setzt man die VSDE nach Bild 2.8 an Stelle der VSD in den Ringzähler entsprechend Bild 2.10 ein, so erhält man die Dekoderschaltung in Bild 2.11. Diese Lösung hat den Vorteil, daß sie billiger als die mit VSD-Dekoder ist und dazu noch mit handelsüblichen Transistoren aufgebaut werden kann.

Vergleicht man die Schaltungen nach Bild 2.10 und Bild 2.11 miteinander, so stimmen sie sogar in den Details überein. Die Numerierung der Bauelemente wurde so gewählt, daß sie an die Empfängerschaltung entsprechend Bild 1.18 anschließt; nicht zuletzt deswegen, da beide Schaltungen auf einer Platine (Bild 1.19 bis Bild 1.21) untergebracht sind. Der Transistor T9 übernimmt die Pausenerkennung. Durch eine ankommende Impulsfolge wird C27 aufgeladen. Während der Impulspause entlädt sich C27 und sperrt damit T10 (Bild 2.12 bis Bild 2.14). Durch die Sperrung von T10 wird die Zählerkette mit T11 bis T20 in die Startstellung zurückgeschaltet.

Ist C27 durch ankommende Impulse aufgeladen, so werden sie von T10 verstärkt und schalten die Zählkette in der folgenden Weise durch. Die erste Impulsflanke (ansteigend) wird an C28/R32 differenziert. Der Nadelimpuls gelangt über D3 auf die Basis von T12 und schaltet die 1. Zählstufe in den leitenden Zustand. Der nächste Impuls sperrt die 1. Stufe wieder und schaltet die 2. Zählstufe in den leitenden Zustand. Dieser Vorgang wiederholt sich bei allen 5 Stufen (Bild 2.12).

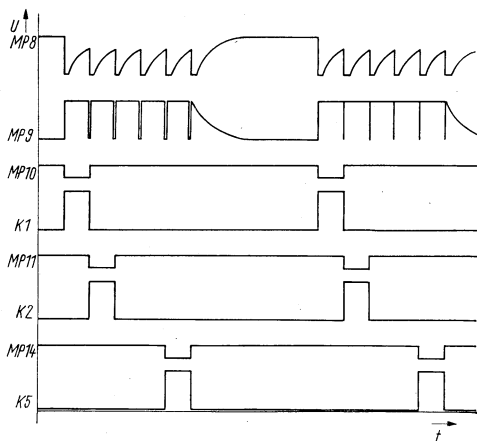


Bild 2.12 Impulsdiagramm des Dekoders nach Bild 2.11

Bild 2.13
Oszillogramm von
MP 8 des Dekoders
nach Bild 2.11

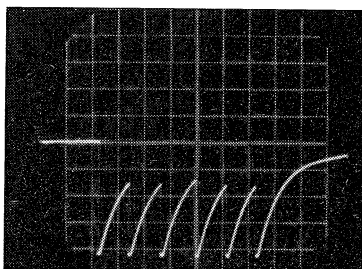
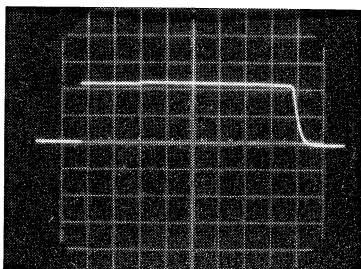


Bild 2.14
Oszillogramm von
MP9 des Dekoders
nach Bild 2.11



Die Impulspause synchronisiert über die Pausenerkennung Sender und Empfänger, indem sie, ganz gleich, in welcher Schaltung sich der Dekoder befindet, ihn in seine Startstellung zurückschaltet. Auf diese Art und Weise werden auch Störimpulse, die die Stellung der Zählkette durcheinanderbringen können, nach einem Durchlauf eliminiert.

An den Kanalausgängen K1, K2 bis K5 können somit die längenproportionalen Kanalimpulse abgegriffen werden.

Im Gegensatz zu dem Dekoder nach Bild 2.3 hat der VSDE-Dekoder den Vorzug, daß er, selbst mit 1 oder 2 Zählstufen bestückt, voll funktionsfähig ist und nach Belieben bis auf 5 bzw. bei Platinenänderung auf 7 Zählstufen erweitert werden kann.

Hinweise zum Aufbau des Dekoders

Die npn-Si-Transistoren können Basteltypen sein. Wichtig ist, daß sie eine Stromverstärkung $B > 100$ haben. Transistor T10 ist ein pnp-Si-Transistor (Planartyp), ebenfalls mit $B > 100$. Hierfür eignen sich die Typen *KSY 81* oder *KF 272* von Tesla oder der sowjetische Transistor *KT 326*. Ge-Transistoren sind in dieser Stufe nicht anwendbar.

Für die pnp-Transistoren T11, T13 bis T19 können dagegen Ge-Transistoren mit $I_{Co} \leq 0,01$ mA und $B > 50$ verwendet werden (z. B. *GC 100* o. ä.).

Die Dioden D3 bis D7 sind Si-Dioden, *SAY 30* o. ä.

Die Bauelementewahl ist nicht sehr kritisch. Der Kondensator C27 wird für die Pausenerkennung auf- und entladen. Auf der Platine ist vorgesehen, ihn durch die Reihenschaltung von 2 $0,5\text{-}\mu\text{F}$ -Elektrolytkondensatoren herzustellen, um auf $0,22\text{ }\mu\text{F}$ zu kommen. Wenn möglich, sollte man aus Gründen der Betriebssicherheit für C27 einen Tantalkondensator einsetzen.

Hinweise zum Abgleich des Dekoders

Im eigentlichen Sinne des Wortes gibt es keinen Abgleich des Dekoders. Sind die Bauelemente, wie bereits beschrieben, ausgemessen bzw. geprüft und bei der Platinenzeichnung keine Fehler gemacht worden, so muß der Dekoder auf Anhieb richtig funktionieren. Mit Signal nimmt die komplette Empfängerschaltung (Super und Dekoder) bei 4,8 V einen Strom von

13 mA auf. Arbeitet der Dekoder nicht einwandfrei, so macht man sich an die systematische Fehlersuche:

- Gleichspannungen an den Meßpunkten und an den Transistoren messen (Tabelle 2.3).

Tabelle 2.3 Gleichspannungen an den Transistoren des Dekoders nach Bild 2.11, gemessen mit Instrument 20 k Ω /V, 6-V-Bereich, mit Signal am Eingang

	T 9	T 10	T 11	T 12	T 13	T 14	T 15	T 16	T 17	T 18	T 19	T 20
E	0	4,80	2,38	0,35	2,38	0,26	2,38	0,20	2,38	0,50	2,38	1,40
B	0,25	4,0	4,30	0,44	4,0	0,31	4,0	0,40	4,0	0,40	4,0	1,5
C	2,92	2,38	0,44	4,0	0,31	4,0	0,40	4,0	0,40	4,0	1,5	4,0

- Impulse (Bild 2.12 bis Bild 2.14) mit Oszillografen kontrollieren.

Stückliste zum Dekoder

R 27 = 4,7 k Ω	C 25 = 47 nF keramische Scheibe
R 28 = 15 k Ω	C 26 = 4,7 nF keramische Scheibe
R 29 = 4,7 k Ω	C 27 = 0,22 μ F/10 V Elektrolyt-kondensator
R 30 = 15 k Ω	C 28 = 4,7 nF keramische Scheibe
R 31 = 4,7 k Ω	C 29 = 4,7 nF keramische Scheibe
R 32 = 4,7 k Ω	C 30 = 4,7 nF keramische Scheibe
R 33 = 3,9 k Ω	C 31 = 4,7 nF keramische Scheibe
R 34 = 4,7 k Ω	C 32 = 4,7 nF keramische Scheibe
R 35 = 2 k Ω	
R 36 = 100 k Ω	D 2 = SAY 30
R 37 = 3,9 k Ω	D 3 = SAY 30
R 38 = 4,7 k Ω	D 4 = SAY 30
R 39 = 2 k Ω	D 5 = SAY 30
R 40 = 100 k Ω	D 6 = SAY 30
R 41 = 3,9 k Ω	
R 42 = 4,7 k Ω	T 9 = SS 216
R 43 = 2 k Ω	T 10 = KSY 81 o. ä.
R 44 = 100 k Ω	T 11 = KSY 81 oder GF 100
R 45 = 3,9 k Ω	T 12 = SS 216
R 46 = 4,7 k Ω	T 13 = KSY 81 oder GF 100
R 47 = 2 k Ω	T 14 = SS 216

R 48 = 100 k Ω
R 49 = 3,9 k Ω
R 50 = 4,7 k Ω
R 51 = 2 k Ω
alle Widerstände
 $\frac{1}{10}$ W oder $\frac{1}{20}$ W

T 15 = KSY 81 oder GF 100
T 16 = SS 216
T 17 = KSY 81 oder GF 100
T 18 = SS 216
T 19 = KSY 81 oder GF 100
T 20 = SS 216

3. Aufschalteinrichtungen

3.1. Vorbemerkungen

Unter der Überschrift Aufschalteinrichtungen werden alle die elektronischen und mechanischen Funktionsgruppen zusammengefaßt, die das elektrische Signal in die Kommandogröße umwandeln. Das können je nach Funktion so verschiedene Einrichtungen sein wie Ruderservo, Segelverstellservo, Schalteinrichtung für Schall- oder Lichtsignale, Drehzahlstelleinrichtung für Elektro- oder Verbrennungsmotoren und Schalteinrichtung für Sonderfunktion, besonders an Schiffsmodellen (Raketenstart, Ankerwinde, Feuerlöscheinrichtungen u. a. m.), um nur einige zu nennen.

Gegenstand dieses Abschnitts wird es daher sein, einige Lösungsvorschläge für die Elektronik zu bringen. Für die Vielzahl der praktischen Anwendungsfälle, besonders aber die mechanischen, konstruktiven Probleme, möchte der Leser die Lösungen selbst entwickeln. Analysiert man die aufgezählten Funktionsgruppen, so ist festzustellen, daß man sie alle mit den folgenden Kommandoarten realisieren kann: Proportionalkommando; Schaltkommando neutralisiert; Schaltkommando nicht neutralisiert.

Dabei besteht zwischen den beiden letztgenannten Kommandoarten von der elektronischen Seite her kaum ein prinzipieller Unterschied. Die Neutralisation z. B. eines Ruders kann elektrisch oder mechanisch geschehen.

3.2. Stellservo

Das Stellservo (Ruderservo eingeschlossen) hat die Aufgabe, das am Dekoderausgang abgegriffene längenproportionale Signal in eine mechanische Stellgröße, meistens Stellkraft für einen bestimmten Stellweg, umzuwandeln.

Dazu besteht das Stellservo, im weiteren als Servo bezeichnet, aus dem Servoverstärker (SV) dem Servomotor (SM) und dem Getriebe (G).

Der SV verstärkt das Signal und bereitet es so auf, daß je nach Kommando der SM in Zusammenarbeit mit dem Getriebe die erforderlichen Stellgrößen liefert.

Ein Servo wird nach folgenden Kriterien eingeschätzt:

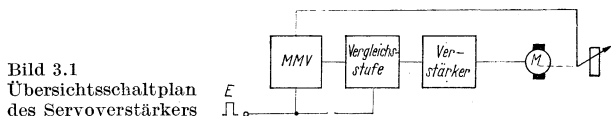
- Stellkraft,
- Drehmoment,
- Stellweg,
- Stellgeschwindigkeit,
- Auflösungsvermögen,
- Rückstellgenauigkeit.

Um eine bestimmte Steuerungsfunktion qualitätsgerecht zu beherrschen, sind diese Kriterien unterschiedlich zu erfüllen. Die höchsten Anforderungen stellt hier sicherlich der Motor-kunstflug, bei dem mit modernen Modellen in schwierigen Flugfiguren Geschwindigkeiten zwischen 100km/h und 200km/h einwandfrei zu beherrschen sind.

Optimale Ergebnisse bei der Erfüllung der Kriterien wird man nur im richtigen Zusammenwirken der 3 Elemente des Servos erzielen: dem Servoverstärker, dem Servomotor und dem Getriebe.

3.2.1. Funktion des Servoverstärkers (SV)

Am Ausgang des Dekoders steht ein positiver Impuls zur Verfügung, der in seiner Länge genau der Knüppelstellung im Sender entspricht. Um diese Impulslänge in einen proportionalen Ruderausschlag umzuwandeln, muß der Servoverstärker einen eigenen Zeitmaßstab haben, mit dem der ankommende Steuerimpuls verglichen wird. Diesen Zeitmaßstab bildet ein



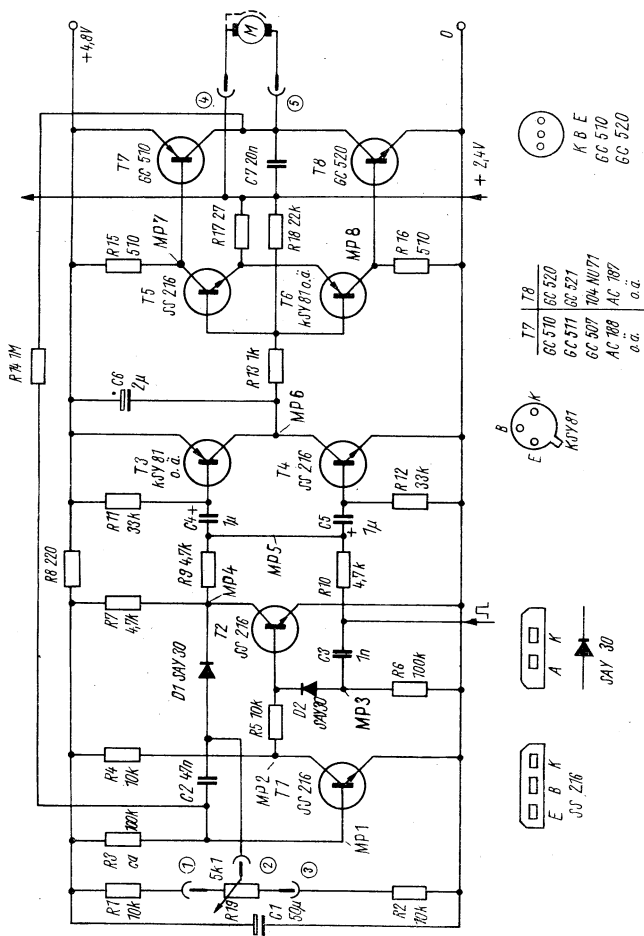


Bild 3.2 Schaltung des Servoverstärkers

im Servoverstärker (Bild 3.1 und 3.2) erzeugter Impuls. Um die beiden Impulse miteinander zu vergleichen, müssen sie gleichzeitig auftreten (s. auch Bild 3.3). Man erzeugt den Vergleichsimpuls mit einem monostabilen Multivibrator (MMV), der durch den Ansteuerimpuls in den instabilen Zustand gekippt (getriggert) wird.

Beide Impulse werden an einem Punkt (MP5) verglichen. Der dabei entstehende Restimpuls steuert dann einen Gleichstromverstärker, der mit 2 Batteriezweigen eine Brückenschaltung bildet, in deren Diagonale der Servomotor liegt. T1 und T2 bilden den monostabilen Multivibrator.

Die Eigenschaft des MMV, nach Auslösung durch einen Ansteuerimpuls einen Rechteckimpuls definierter Länge abzugeben, nutzt man nun zum Impulsvergleich aus. Der ankommende positive Rechteckimpuls kippt über C3 und D2 den MMV in seinen instabilen Zustand. Die Rückkopplung des monostabilen Multivibrators wird gleichstrommäßig über R5 und wechselstrommäßig über C2 und D1 hergestellt.

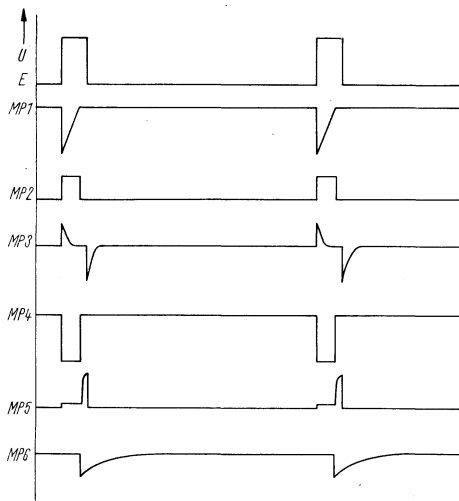


Bild 3.3 Impulsdigramm des Servoverstärkers nach Bild 3.2

Die Verweildauer im instabilen Zustand und damit die Impulslänge sind abhängig von der Dimensionierung von R1, R19, R2, R3 und C2. Mit R3 wird der Arbeitspunkt von T1 und zugleich die mittlere Impulslänge eingestellt. Die Veränderung der Impulslänge je nach Ruderstellung erfolgt dann über R19. Der Vergleichsimpuls des MMV wird an MP4 abgegriffen und über R9 auf den Vergleichspunkt M5 eingespeist. Der Steuerimpuls mit seiner Proportionalinformation wird über R10 auf den Vergleichspunkt geschaltet.

Haben nun der positive Steuerimpuls und der negative Vergleichsimpuls die gleiche Länge, so heben sie sich am MP15 auf. Sind die Längen der beiden Impulse unterschiedlich, so verbleibt am MP5 ein positiver oder negativer Restimpuls (Bild 3.3). Ein positiver Restimpuls steuert T4 in den leitenden Zustand und wird dadurch verstärkt, ein negativer Restimpuls dagegen steuert T3 auf. Der so verstärkte Impuls an MP6 lädt C6 je nach seiner Länge auf. Damit wird aus der Impulslänge eine proportionale Gleichspannung gewonnen, also das digitale in ein analoges Signal umgewandelt.

Liegt kein Signal an MP5, so sind die Transistoren T3 und T4 gesperrt, und MP8 wird auf dem Potential der halben Batteriespannung liegen. Die beiden Brückenzweige des Gleichstromverstärkers bilden T6, T8 und T5, T7.

In der Brückendiagonalen ist der Servomotor angeschlossen. Da die beiden Transistoren T7 und T8 gesperrt sind, befindet sich die Brücke im Gleichgewicht, d. h., am Motor liegt keine Spannung; demzufolge wird er nicht angetrieben.

Verändert sich am Eingang E die Impulslänge, so spielt sich folgender Regelvorgang ab:

Das Steuersignal triggert den MMV. Beide Signale werden am MP5 verglichen und übrig bleibt angenommen ein positiver Impuls. Dieser steuert T4 durch, damit wird T5 in den gesperrten und T6 in den leitenden Zustand geschaltet. Die Folge davon aber ist, daß T8 leitend und T7 gesperrt wird, es kann also ein Strom über T8, den Servomotor und einen Batteriezweig fließen. Der Motor läuft an und verstellt das über ein Getriebe gekuppelte Potentiometer R19. Der Motor wird so lange laufen und R19 verstellen, bis die Impulslänge des mo-

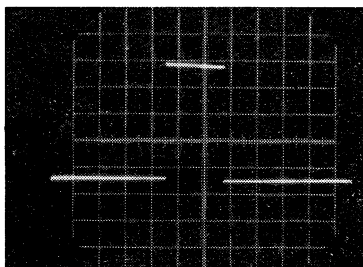


Bild 3.4
Oszillogramm von
Punkt E; dieser
längenveränderliche
Rechteckimpuls
erscheint am Kanal-
ausgang des Digital-
dekoders und steuert
den Servoverstärker

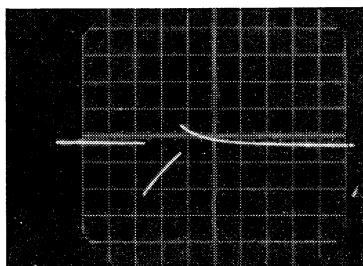


Bild 3.5
Oszillogramm von
MP1

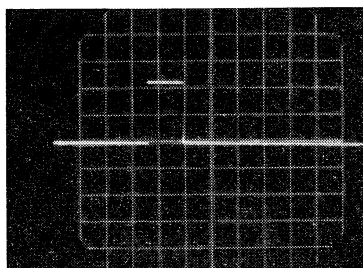


Bild 3.6
Oszillogramm von
MP2

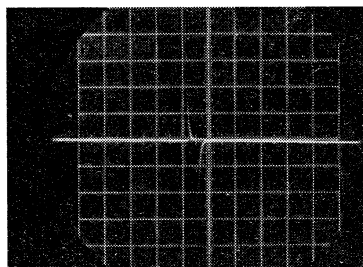


Bild 3.7
Oszillogramm von
MP3

Bild 3.8
Oszillogramm von
MP4; dieser Ver-
gleichsimpuls wird
vom monostabilen
Multivibrator erzeugt
und mit dem Ein-
gangsimpuls an MP5
verglichen

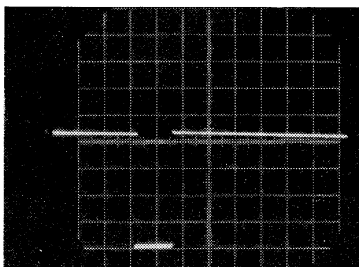


Bild 3.9
Oszillogramm von
MP5; diese Impuls-
form entsteht durch
Impulsvergleich
an MP5

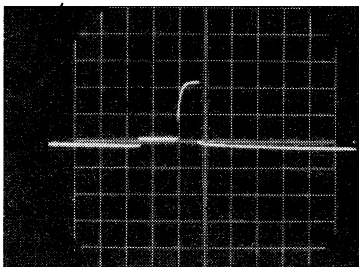
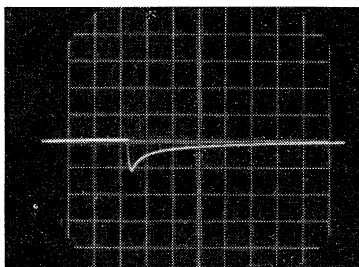


Bild 3.10
Oszillogramm von
MP6



nostabilen Multivibrators gleich der Länge des Steuerimpulses ist. Dann heben sich an MP5 beide Impulse auf, die Brücke befindet sich wieder in abgeglichenem Zustand. Der Motor bleibt stehen (s. dazu auch die Oszillogramme, Bild 3.4 und Bild 3.10).

Für diesen angenommenen Fall war der Steuerimpuls länger als der Vergleichsimpuls. Sollte der Steuerimpuls kürzer als

der Vergleichsimpuls sein, so läuft der gleiche Vorgang nur für den anderen Brückenweig ab.

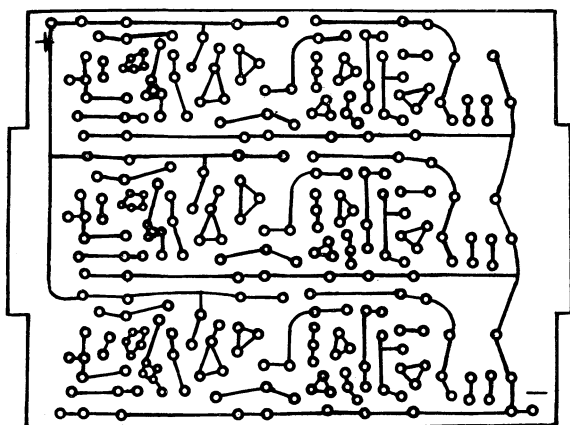
Bei diesem Regelvorgang kann es nun eintreten, daß der Motor zuviel Schwung hat und über seine Sollstellung hinausläuft. Dann würde das Potentiometer R19 zu weit verstellt, die Länge des Vergleichsimpulses würde zu stark geändert und demzufolge liefe der Regelvorgang in umgekehrter Richtung wieder an. Das führte letzten Endes dazu, daß das Ruderservo ständig um seine Nullage pendelte. Diese Erscheinung würde schnell zur Erschöpfung der Batterien und zum raschen Verschleiß des Getriebes führen. Als Gegenmaßnahme muß also eine geeignete Dämpfung vorgesehen werden. Dämpfend wirkt schon ein schwer gehendes Servogetriebe. Dies ist aber aus leicht ersichtlichen Gründen äußerst unerwünscht; denn das Drehmoment des Motors soll ja das Verstellen der Ruder bewirken und nicht im Getriebe nutzlos in Wärme umgewandelt werden.

Die eleganteste und zuverlässigste Lösung ist die elektronische Dämpfung. Und zwar erreicht man durch Rückführung eines Teils der Brückenspannung auf einzelne Stufen des Servoverstärkers, daß der Motor verlangsamt in seine Ruhelage hineinläuft, gewissermaßen gebremst wird. Diese Dämpfung wirkt nur beiderseitig des An- und Auslaufbereichs des Servomotors und hat auf die Stellgeschwindigkeit und den Ruderausschlag keinen Einfluß. Verwirklicht wird die Dämpfung durch den Widerstand R14.

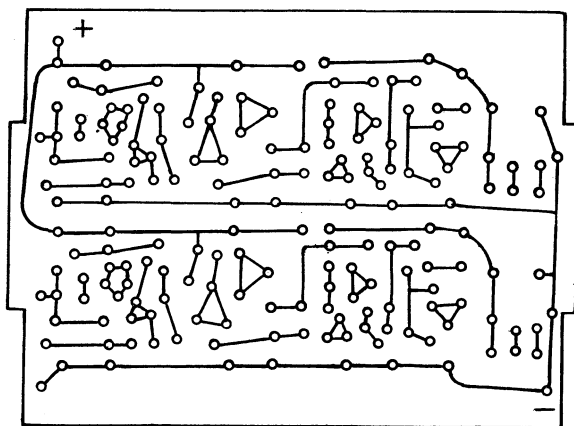
3.2.2. Aufbau des Servos

Da sich der Servoverstärker durch recht gedrängten Aufbau (Bild 3.11 und Bild 3.12) auszeichnet, sollte man beim Zeichnen der Platine und beim Zusammenbau peinlichste Sorgfalt üben.

Die verwendeten Bauelemente muß man vor dem Einbau noch einmal ausmessen bzw. prüfen und die Anschlüsse säubern. Widerstände und Kondensatoren werden stehend eingebaut, und auf den zur Platine herabführenden Anschluß wird Isolier-



M 1:1



M 1:1

Bild 3.11 Ätzschema zur Schaltung nach Bild 3.2

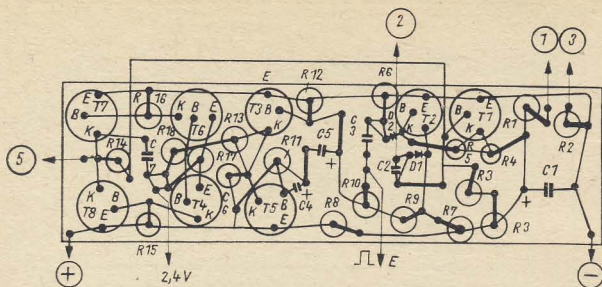


Bild 3.12 Bauelementeanordnung zur Schaltung nach Bild 3.2

schlauch geschoben. Die Widerstände sind 1/10-W-Typen. Falls beschaffbar, sollten die Elektrolytkondensatoren Tantaltypen sein. Die Si-npn-Transistoren müssen eine Stromverstärkung von $B \geq 100$ haben. T3 und T6 müssen Si-Transistoren mit einer Stromverstärkung $B > 50$ sein.

Für T7/T8 eignet sich am besten ein Ge-Pärchen GC 510/GC 520 o. ä.

Beim Einlöten der Bauelemente muß man schnell und sauber arbeiten, um Brücken zwischen den Leiterbahnen zu vermeiden. Der LötKolben soll daher eine feine Spitze haben und ausreichend heiß sein (20-W-LötKolben genügt).

Auch beim Einlöten der Transistoren achte man sorgfältig auf die richtige Platzierung und die Anschlußfolge. Ein falsch montierter Transistor ist bei komplett bestückter Platine kaum zu orten und auch schwer demontierbar. Außerdem besteht beim Anlegen der Spannung die Gefahr, daß der Transistor zerstört wird. Für R3 wird empfohlen, während des Abgleichs ein Potentiometer 100 k Ω in eine Reihe zu einem Widerstand 47 k Ω in die Schaltung einzufügen. Um die Dämpfung genau einstellen zu können, ist R14 auf der Platine (Bild 3.12) geteilt ausgeführt.

Bild 3.13 zeigt den Aufbau eines fertigen Zweifachverstärkers. Beim Erfahrungsaustausch der Fernsteueramateure spielt das Ruderservo immer eine besondere Rolle, da hier ein großer Teil schwieriger Probleme liegt.

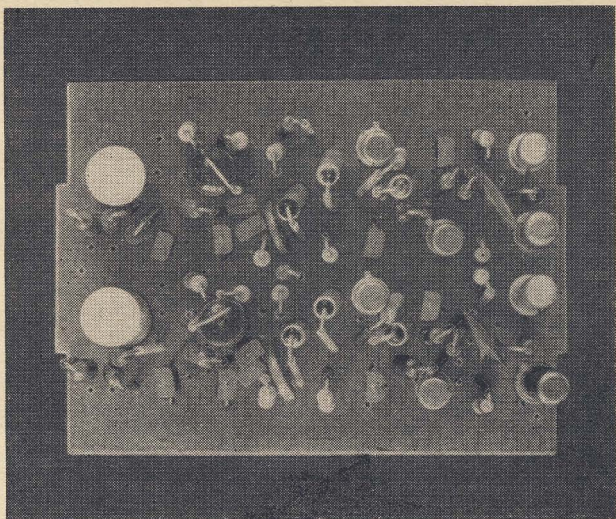


Bild 3.13 Aufbau eines Zweifachservoverstärkers

Die Funktion einer digitalen Proportionalanlage ist mit einer Kette vergleichbar, deren Sicherheit vom schwächsten Glied bestimmt wird. Mit den handelsüblichen Bauelementen läßt sich eine elektronische Fernsteuerung realisieren, die selbst hohen Ansprüchen genügt. Das schwächste Glied in dieser „Kette“ ist aber, so eigenartig es klingen mag, der Servomotor. Der Servomotor muß folgende Anforderungen erfüllen:

- geringes Gewicht;
- geringes Volumen;
- hoher Wirkungsgrad, d. h. im Verhältnis zu den Ruderkräften ein möglichst kleiner Laststrom;
- sicherer Anlauf, selbst bei Bruchteilen der Nennspannung — das erfordert einen 5fach geteilten Kollektor;
- Nennspannung 2 V.

Geht man die in der DDR hergestellten Kleinmotore durch, so erkennt man, daß keiner auch nur annähernd diesen Katalog von Forderungen erfüllt.

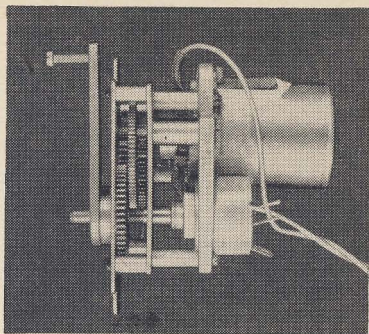


Bild 3.14
Aufbau eines
Ruderservos

Bei dem auf Bild 3.14 dargestellten Ruderservo wurde der Uhrenmotor *KM XII a - 45* für 1,5 V eingesetzt. Er ist relativ solide aufgebaut und weist von den in der DDR hergestellten Kleinmotoren noch die günstigsten elektrischen Eigenschaften auf. Das Getriebe des Servos soll eine Untersetzung von etwa 200:1 von Motor- zur Potentiometerachse haben. Für den Aufbau (Bild 3.14) wurde das Getriebe von einer alten *Servomatik*-Rudermaschine genommen, das Potentiometer ist die 5-k Ω -Subminiaturausführung von Elrado.

Sicher gibt es andere und wohl auch bessere Lösungen. Dem Verfasser lag aber daran, mit einfachen Mitteln eine nachbaufähige Konstruktion zu schaffen, die einigermaßen brauchbare Ergebnisse liefert. Da in absehbarer Zeit in der DDR digitale Proportionalanlagen hergestellt werden, stehen dann den Interessenten geeignete Servomotoren und Servomechaniken zur Verfügung.

Stückliste zum Servoverstärker

R 1 = 10 k Ω	C 1 = 50 μ F/10 V Elektrolyt- kondensator
R 2 = 10 k Ω	C 2 = 47 nF/63 V Wickel
R 3 = etwa 100 k Ω	C 3 = 1 nF keramische Scheibe
R 4 = 10 k Ω	C 4 = 1 μ F/10 V Elektrolyt- kondensator

R 5 = 10 k Ω	C 5 = 1 μ F/10 V Elektrolyt- kondensator
R 6 = 100 k Ω	C 6 = 2 μ F/10 V Elektrolyt- kondensator
R 7 = 4,7 k Ω	C 7 = 20 nF keramische Scheibe
R 8 = 220 Ω	D 1 = SAY 30
R 9 = 4,7 k Ω	D 2 = SAY 30
R 10 = 4,7 k Ω	T 1 = SS 216
R 11 = 33 k Ω	T 2 = SS 216
R 12 = 33 k Ω	T 3 = KSY 81 oder MP 314 o. ä.
R 13 = 1 k Ω	T 4 = SS 216
R 14 = 470 k Ω ... 1 M Ω	T 5 = KSY 81 oder GF 105
R 15 = 510 Ω	T 6 = SS 216
R 16 = 510 Ω	T 8 = GC 510 k
R 17 = 27 Ω	T 9 = GC 520 k
R 18 = 22 k Ω	Motor = KM XII a — 48
R 19 = 5 k Ω	1,5 V
Subminiatur- potentiometer	
alle Widerstände $\frac{1}{10}$ W	

3.2.3. Abgleich des Servos

Für den Abgleich wird folgende Reihenfolge der Schritte empfohlen:

a) Kontrolle

Bei angeschlossenem Servomotor und Signal am Eingang kontrolliert man die Stromaufnahme.

Es müssen etwa folgende Werte gemessen werden:

$$I_{\min} \approx 1,5 \text{ mA}$$

bei stehendem Motor;

$$I_{\max} \approx 150 \text{ mA}$$

bei laufendem Motor.

Danach kontrolliert man die Spannungen und die Impulse an den Meßpunkten (Tabelle 3.1).

b) Überprüfung des Motoranschlusses

Sollte der Servoverstärker nicht funktionieren, so kontrolliert man zunächst an Hand der Funktionsbeschreibung die einwandfreie Arbeitsweise aller Stufen auf etwaige Fehler. Läuft

Tabelle 3.1 Gleichspannungen an den Transistoren des Servoverstärkers nach Bild 3.2, gemessen mit Instrument 20 k Ω /V, 6-V-Bereich, mit Signal am Eingang, Servo in Neutralstellung

	T 1	T 2	T 3	T 4	T 5	T 6	T 7	T 8
E	0	0	4,8	0	2,5	2,5	4,8	0
B	0,40	0,11	4,8	0	2,4	2,4	4,8	0
C	0,35	3,0	3,0	3,0	4,8	0	2,4	2,4

dagegen der Servomotor bei einwandfreier Funktion (Impulse) des Verstärkers trotzdem immer auf Vollausschlag, so muß entweder die Polung des Motors oder der Anschluß des Potentiometers (Punkte 1, 3) getauscht werden. Funktioniert das Servo, so kann man die Stellrichtung auf Wunsch umkehren, wenn man die Anschlüsse vom Motor und vom Potentiometer gleichzeitig tauscht.

c) Einstellung der Neutral- (Mittel-) Lage

Funktionieren Servoverstärker und Ruderservo soweit einwandfrei, so stellt man die Neutrallage ein.

Den Grobabgleich erzielt man durch Verändern von R3 und den Feinabgleich, indem man das Potentiometergehäuse von R19 dreht. Nach dem Abgleich wird R3 ausgemessen und durch einen Festwiderstand ersetzt.

d) Einstellung der Dämpfung

Pendelt das Ruderservo um die Neutrallage oder läuft es zu langsam in diese hinein (entspricht zu schwacher bzw. zu starker Dämpfung), so stellt man durch Verändern von R14 den optimalen Wert für die Dämpfung ein.

Dazu setzt man für R14 zunächst die Reihenschaltung eines Potentiometers 1 M Ω und eines Festwiderstandes 470 k Ω ein. Nach dem Abgleich wird R14 ausgemessen und kann durch 2 Festwiderstände genau ersetzt werden.

Die Dämpfung wird so eingestellt, daß das Servo schnell in die Sollstellung hineinläuft und nicht überpendelt.

e) *Einstellung des Ruderausschlags*

Durch gleichsinniges Verändern von R1 und R2 kann man den Ruderausschlag größer oder kleiner machen.

R1, R2 größer $\triangle$ Ruderausschlag kleiner.

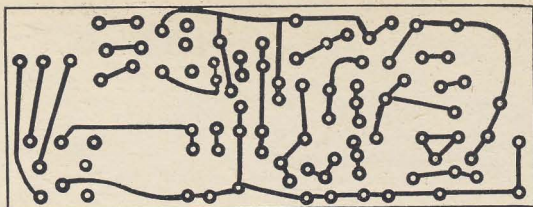
3.3. Schaltverstärker

3.3.1. Funktion des Schaltverstärkers

Auch wenn die Proportionalsteuerung zur Ruderbetätigung an Schiffs- und Flugmodellen ihren Siegeszug angetreten hat, so sind doch einige Funktionen, besonders in Schiffsmodellen, durch Schalter (Relais oder Transistor) einfacher und sicherer zu betätigen. Das kann bei der Fahrmotorsteuerung (mit einem Relais werden hohe Ströme sicherer und verlustärmer beherrscht), dem Schritthalter (für Funktionsmodelle) und Sonderfunktionen (Raketentart, Beleuchtung u. ä.) der Fall sein. Der hier vorgestellte Schaltverstärker ergänzt die digitale Proportionalanlage sinnvoll und sollte immer dort angewendet werden, wo Schaltfunktionen zu betätigen oder höhere Ströme zu schalten sind. Die Verwandtschaft des Schaltverstärkers zum Proportional servo erkennt man auf den ersten Blick (Bild 3.15).

Das Eingangssignal (längenproportionaler Rechteckimpuls) wird an Punkt E eingespeist und über C3/R5 differenziert. Der Nadelimpuls kippt den MMV mit T1 und T2 in den instabilen Zustand. Der MMV entspricht recht genau der Schaltung im Servoverstärker. Zur Kontrolle kann das Impulsdiagramm des Servoverstärkers herangezogen werden. An MP2 werden also positive Eingangsimpulse und der negative Impuls des MMV verglichen. Der Restimpuls ist entweder positiv oder negativ, er steuert dann je nach Polarität T3 oder T4 in den leitenden Zustand. Die so verstärkten Impulse laden entweder C6 oder C7 auf und erzeugen Steuergleichspannungen. T5 oder T6 werden also von einem nur noch wenig pulsierenden Strom angesteuert. Die Größe von C6 und C7 beeinflusst damit die Breite des Ansprechbereichs, um den der Steuerknüppel des Senders

Bild 3.15 Schaltverstärker (MP2 - gemeinsamer Punkt von R8 und R9)



M 1:1

Bild 3.16 Ätzschemata zur Schaltung nach Bild 3.15

aus der Neutrallage bewegt werden muß, ehe das Relais anzieht. Parallel zur Relaiswicklung werden Dioden in Sperrrichtung geschaltet. Sie schließen beim Schalten der Relais auftretende Spannungsspitzen kurz und verhindern so einen eventuellen Spannungsdurchschlag im Schalttransistor (T5 oder T6).

3.3.2. Aufbau und Abgleich des Schaltverstärkers

Aufbau

Alle Bauelemente werden stehend eingebaut. Die zur Platine (Bild 3.16) herabführenden Anschlußdrähte der Widerstände müssen durch übergeschobenen Lack- oder Gewebeschlauch isoliert werden (Bild 3.17 und Bild 3.18).

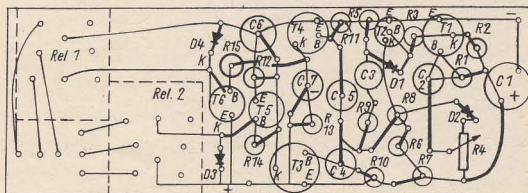


Bild 3.17 Bauelementeanordnung zur Schaltung nach Bild 3.15

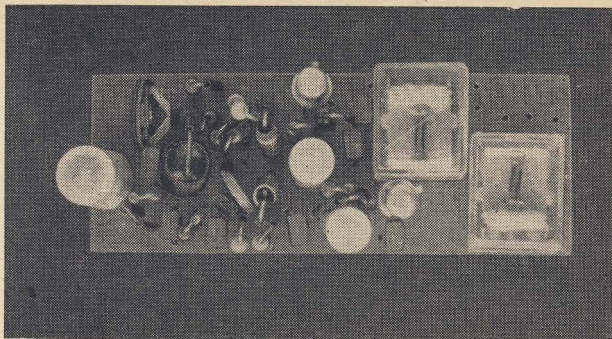


Bild 3.18 Aufbau eines Schaltverstärkers

Vor dem Einbau sollte man alle Bauelemente prüfen bzw. ausmessen. T3 muß ein Si-pnp-Transistor sein, während T6 ein Ge-Schalttransistor sein kann. Als Relais wurde das ungarische Subminiaturrelais Typ 112/A verwendet.

Es ist natürlich auch jedes andere Relais, das vergleichbare elektrische Daten hat (4 V/etwa $80\ \Omega$ Spulenwiderstand), brauchbar. Welche Verbraucher man mit dem Relais schalten kann, hängt weitgehend von der Schaltleistung des Relais und von dessen Kontakten ab.

Stückliste zum Schaltverstärker

R 1 = $47\ \text{k}\Omega$ (eventuell ver- ändern)	C 1 = $50\ \mu\text{F}/6\ \text{V}$ Elektrolyt- kondensator
R 2 = $2,2\ \text{k}\Omega$	C 2 = $47\ \text{nF}$ Wickel
R 3 = $2,2\ \text{k}\Omega$	C 3 = $1\ \text{nF}$ keramische Scheibe
R 4 = $1\ \text{k}\Omega$ Einstell- regler	C 4 = $1\ \mu\text{F}$ Wickel
R 5 = $47\ \text{k}\Omega$	C 5 = $1\ \mu\text{F}$ Wickel
R 6 = $1\ \text{k}\Omega$	C 6 = $20\ \mu\text{F}/6\ \text{V}$ Elektrolyt- kondensator
R 7 = $220\ \Omega$	C 7 = $20\ \mu\text{F}/6\ \text{V}$ Elektrolyt- kondensator
R 8 = $10\ \text{k}\Omega$	

R 9 = 8,2 k Ω
 R 10 = 47 k Ω
 R 11 = 47 k Ω
 R 12 = 10 k Ω
 R 13 = 10 k Ω
 R 14 = 1 k Ω
 R 15 = 1 k Ω

D 1 = SAY 30
 D 2 = SAY 30
 D 3 = SAY 30
 D 4 = SAY 30

T 1 = SS 216
 T 2 = SS 216
 T 3 = KSY 81 o. ä.
 T 4 = SS 216
 T 5 = SS 216
 T 6 = KSY 81 o. ä.
 Rel = Typ 112/A
 4 V / 80 Ω

Abgleich

Nach dem Aufbau mißt man Ruhe- und Arbeitsstrom. Sie haben etwa folgende Werte:

$$I_{\text{Ruhe}} \approx 1,5 \text{ mA}$$

$$I_{\text{Arbeit}} \approx 55 \text{ mA} \quad (\text{je nach Relais})$$

Zur Kontrolle vergleicht man die Gleichspannungen an den Transistoren mit Tabelle 3.1.

Der Abgleich ist recht einfach. Am Sender (Kanalknüppel und Trimmung) oder am Servoprüfer stellt man auf „Neutral“. Mit dem Potentiometer R4 wird der MMV so eingestellt, daß die Differenzimpulse am MP2 verschwinden. Das erkennt man schon daran, daß beide Relais abgefallen sind und auch nicht schnarren. Genügt der Einstellbereich des Potentiometers R4 zum Abgleich der Neutralstellung nicht, so ist R1 zu verändern.

Nach Abgleich der Neutralstellung muß z. B. bei Betätigung des Kanalknüppels am Sender oder des entsprechenden Potentiometers am Servoprüfer nach rechts das eine Relais und bei Betätigung nach links das andere Relais sicher anziehen und dann bei Neutralstellung wieder abgefallen sein.

4. Hilfsgeräte

4.1. Servoprüfer

Der Servoprüfer enthält folgende Baugruppen: astabiler Multivibrator (AMV), Impulsformer, monostabiler Multivibrator (MMV) und Negator (Bild 4.1).

Der AMV liefert für die längenvariablen Impulse die Zeitbasis. Um den Servoprüfer bei verschiedenen Senderauslegungen (unterschiedliche Taktzeiten) anwenden zu können, ist die Zeitbasis mit R3 (Bild 4.2) in gewissen Grenzen veränderlich. Das ist aber für den Servoverstärker von untergeordneter Bedeutung.

Der Transistor T3 arbeitet als Impulsformer; er wird vom Impuls des AMV übersteuert. So kann an MP3 ein fast exakter Rechteckimpuls abgegriffen werden. Dieser Rechteckimpuls wird durch C3/R9 differenziert, und die positive Spitze läßt über D1 den MMV in den instabilen Zustand kippen. Die Schaltung des MMV ist vom Servoverstärker der Digitalanlagen übernommen, so daß seine Funktion hier nicht noch einmal im einzelnen erläutert zu werden braucht. In Bild 4.3 ist das Impulsdiagramm des Servoprüfers dargestellt, und aus Tabelle 4.1 sind die Gleichspannungen an den Transistoren zu ersehen. Mit R13 ist die Kippzeit des MMV einzustellen und damit auch die Impulslänge des Kanalimpulses. Dem MMV sind 2 Negatorstufen nachgeschaltet, die den negativen Impuls an MP6 in einen positiven Impuls am Ausgang umkehren. Die Auslegung mit 2 Negatorstufen hat folgenden Grund: Man kann 2 Servos gleichzeitig anschließen. Das bietet die

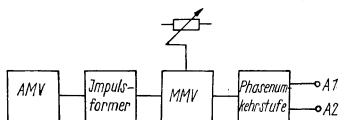


Bild 4.1
Übersichtsschaltplan
des Servoprüfers

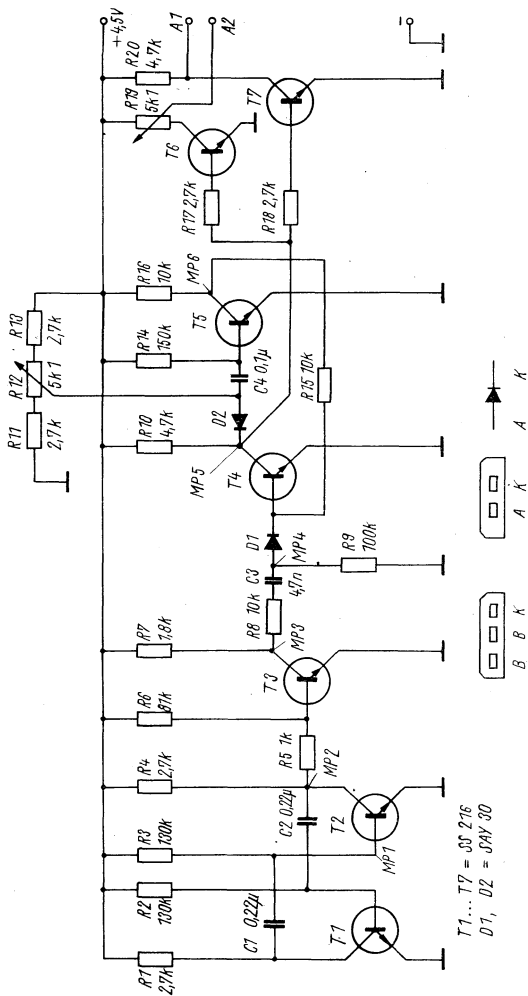


Bild 4.2 Schaltung des Servoprüfers

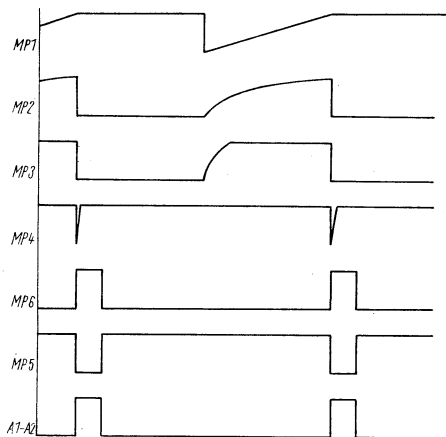


Bild 4.3 Impulsdiagramm des Servoprüfers

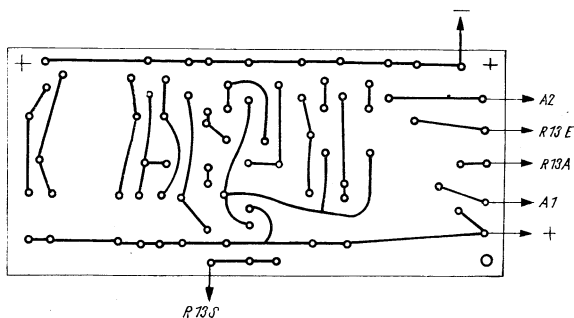


Bild 4.4 Ätzschemata der Leiterplatte des Servoprüfers nach Bild 4.2

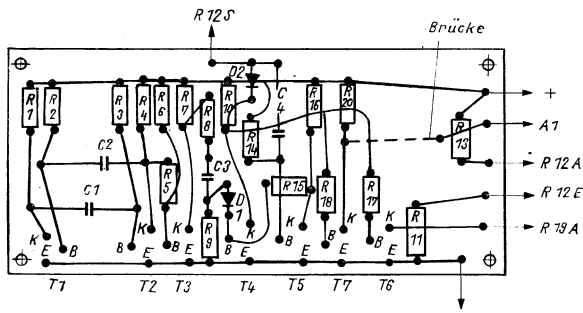


Bild 4.5 Bauelementeseite der Leiterplatte des Servoprüfers nach Bild 4.2 (Bild 4.4)

Tabelle 4.1 Gleichspannungen an den Transistoren des Servoprüfers nach Bild 4.2, gemessen mit Instrument 20 k Ω /V, 6-V-Bereich

	T 1	T 2	T 3	T 4	T 5	T 6	T 7
E	0	0	0	0	0	0	0
B	0,50	0,55	0,7	0,2	0,6	0,6	0,65
C	0,7	1,4	0,65	1,75	0,2	0,15	0,2

Möglichkeit, ein bereits abgeglichenes Servo direkt mit einem Neuaufbau zu vergleichen und so die Austauschbarkeit der Servos untereinander zu gewährleisten.

Mit R19 wurde ein Ausgang mit variabler Spannung vorgesehen, der es gestattet, die Empfindlichkeit der Servos zu überprüfen.

Der Servoprüfer wird mit einem bereits abgeglichenen Servo geeicht und leistet bei der Überprüfung, dem Abgleich und der Fehlersuche neu aufgebauter Servos gute Dienste. Darüber hinaus ist der Servoprüfer aber auch für quantitative Messungen am Servoverstärker mit angeschlossenem Servomotor geeignet. So kann man recht einfach durch Einschalten eines Milliampereometers (500 mA mit Mittelnull) in den Mittelabgriff (+2,4 V) des Empfängerakkus Ruhe- und Arbeitsstrom des Servos messen.

Die Messung gibt Aufschluß über die Qualität des Servos und eventuelle Mängel. Man kann überprüfen, ob z. B. ein erhöhter Ruhestrom durch Schwergängigkeit des Getriebes oder Auf-
laufen in den Endstellungen hervorgerufen wird. Weiterhin kann man mit dem Servoprüfer solch wichtige Eigenschaften wie Auflösungsvermögen, Rückstellgenauigkeit und Stellgeschwindigkeit überprüfen und sogar messen.

Zusammenfassend ist festzustellen, daß es ein solcher Servoprüfer in einfacher Weise ermöglicht, Servos in Betrieb zu nehmen, zu überprüfen und abzugleichen.

Man ist nun nicht mehr gezwungen, zur Arbeit am Servoverstärker die komplette Anlage zu betreiben.

Während der Zeit seit der Ausarbeitung des Manuskriptes ent-

wickelte die PGH Funkmechanik Freiberg die Digitalanlage *Start DP*, die noch 1973 in den Handel kommen soll. In dieser Anlage wird für die pnp-Transistoren der Typ *BC 177* eingesetzt. Damit wird sicher auch eine bestimmte Anzahl dieser Transistoren für die Ersatzbestückung statt des *KSY 81* zur Verfügung stehen.

Des weiteren wurde von der PGH Universal Reinhardsgrimma ein Proportionalservo ohne Elektronik entwickelt. Dieser Servo soll ebenfalls noch 1973 im Handel angeboten werden.

Damit dürften die beiden schwierigen Probleme (nnp-Transistoren und Servo) der Selbstbauproportionalanlage leichter zu lösen sein.

Literaturhinweise

- [1] *Balcke, E. / Heisterberg, J.:* Formel- und Aufgabensammlung der HF- und Verstärkertechnik, VEB Verlag Technik, Berlin, 1969
- [2] Firmenschrift: Piezolan-Handbuch, Kombinat VEB Keramische Werke, Hermsdorf/Thür., 1969
- [3] *Hein, H.:* Der Transistor in der HF-Eingangsschaltung, Franckh'sche Verlagsbuchhandlung, Stuttgart, 1967
- [4] *Lemke:* Der Transistor im ZF-Verstärker, Franckh'sche Verlagsbuchhandlung, Stuttgart, 1967
- [5] *Pabst:* Fehlersuche in Transistorenempfängern, VEB Verlag Technik, Berlin, 1971
- [6] *Philippow, E.:* Taschenbuch, Elektrotechnik Band 3, VEB Verlag Technik, Berlin, 1967
- [7] *Pitsch, H.:* Einführung in die Rundfunkempfangstechnik, Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig, 1969
- [8] *Pitsch, H.:* Lehrbuch der Funkempfangstechnik, 2 Bände, Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig, 1964
- [9] *Shea:* Transistortechnik, VEB Verlag Technik, Berlin, 1961

1. Auflage, 1.—15. Tausend

Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik · Berlin 1973

Cheflektorat Militärliteratur

Lizenz-Nr. 5

LSV-Nr.: 3539

Lektor: Dipl.-Ing. Jürgen Hauke

Zeichnungen: Hildegard Seidler

Typografie: Helmut Herrmann · Hersteller: Dieter Kahnert

Vorauskorrektor: Ingeborg Kern · Korrektor: Eva Plake

Printed in the German Democratic Republic

Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme Potsdam

Redaktionsschluß: 15. Mai 1973

Bestellnummer: 745 520 5

EVP 1,90

121

